



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

**DIFERENČNÍ KMITOČTOVÉ FILTRY NECELOČÍSELNÉHO
ŘÁDU**

FULLY-DIFFERENTIAL FRACTIONAL FREQUENCY FILTERS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Miroslav Zapletal

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Lukáš Langhammer, Ph.D.

BRNO 2017

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Telekomunikační a informační technika**

Ústav telekomunikací

Student: Bc. Miroslav Zapletal

ID: 146132

Ročník: 2

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Diferenční kmitočtové filtry neceločíselného řádu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

V literatuře prostudujte problematiku plně diferenčních kmitočtových filtrů a problematiku kmitočtových filtrů neceločíselného řádu. Následně vytipujte alespoň tři filtrační struktury fraktálního řádu a proveďte jejich převod do plně diferenční formy. Vlastnosti navržených zapojení ověřte pomocí PSpice simulací s použitím dostupných modelů aktivních prvků. Vybrané zapojení prakticky zrealizujte a proveďte experimentální měření. Získané výsledky porovnejte s vlastnostmi původních nediferenčních struktur.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] LANGHAMMER, L., JERABEK, J., POLAK, J., PANEK, D. A Single-Ended and Fully-Differential Universal Current-Mode Frequency Filter with MO-CF and DACA Elements. *Advances in Electrical and Computer Engineering*, 2016, roč. 16, č. 3, s. 43-48. ISSN: 1582-7445.

[2] FREEBORN, T. MAUNDY, B. ELWAKIL, A. Field programmable analogue array implementation of fractional step filters. *IET Circuits Devices and Systems*, 2010, roč. 4, č. 6, s. 514–524. ISSN 1751-8598.

Termín zadání: 1.2.2017

Termín odevzdání: 24.5.2017

Vedoucí práce: Ing. Lukáš Langhammer, Ph.D.

Konzultant:

doc. Ing. Jiří Mišurec, CSc.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Diplomová práce se zabývá diferenčními a nediferenčními neceločíselnými kmitočtovými filtry za použití aktivních součástek. Je tu popsán návrh neceločíselných diferenčních filtrů z neceločíselných nediferenčních filtrů. Jejich realizace v programu OrCad a simulace. První část práce se bude zabývat teoretickým rozbohem kmitočtových filtrů, aktivních součástek a neceločíselných filtrů. V druhé části pak budou filtry navrženy a simulovány v programu OrCad. V další části budou srovnány výsledků simulací diferenčního a nediferenčního zapojení. Následující část práce se zabývá praktickou realizací a experimentálním měřením diferenčního neceločíselného filtru a srovnáním výsledků se simulacemi a nediferenčním zapojením. V poslední části práce je závěr, ve kterém bude provedeno zhodnocení výsledků.

Klíčová slova

plně diferenční kmitočtové filtry, fraktální filtry, neceločíselné filtry, aktivní součástky, OrCad, transformace podélných struktur, DACA, OTA, BOTa, MOTA, MO-CF, DO-CF, UCC, CCII, EI2082

ABSTRACT

This diploma thesis is concentrated to fully differential and non-differential fractional-order filters with active elements. It describes how we can obtain fractional-order fully-differential filters design from non-differential design, thesis describes realization in OrCad program and simulation of this project. The first part of the thesis concerns theoretical analysis of frequency filters, active elements and fractional-order filters. The second part of the thesis includes designs of filters and simulations of differential structures and rest of non-differential structures simulation. The following part of the thesis concerns practical realization and experimental measurement of differential fractional-order filter. In the last part of this project, thesis evaluates all results which were revealed in our simulations and experimental measurement.

KEY WORDS

fully differential frequency filters, current mode, fractional-order filters, the active components, transformation of longitudinal structures, DACA, OTA, BOTa, MOTA, MO-CF, DO-CF, UCC, CCII, EI2082

ZAPLETAL, M. *Diferenční kmitočtové filtry neceločíselného řádu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 68 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Lukáš Langhammer, Ph.D..

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Diferenční kmitočtové filtry neceločíselného řádu“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následku porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

podpis autora

Poděkování

Rád bych poděkoval vedoucímu mé diplomové práce, panu Ing. Lukáši Langhammerovi PhD. za odborné vedení, užitečné rady, bezproblémovou komunikaci a trpělivost.

V Brně dne

.....

podpis autora

Výzkum popsáný v této bakalářské práci byl realizovaný v laboratořích podpořených projektem Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX); registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

Obsah

Úvod	10
1 Kmitočtové filtry	11
2 Rozdělení filtrů.....	13
2.1 Selektivní filtry	13
2.1.1 Dolní propust	13
2.1.2 Horní propust.....	13
2.1.3 Pásmová propust	13
2.1.4 Pásmová zadrž.....	13
2.2 Pasivní a aktivní filtry	13
2.2.1 Pasivní filtry.....	13
2.2.2 Aktivní filtry	13
2.3 Diferenční a nediferenční filtry.....	14
2.3.1 Nediferenční filtry	14
2.3.2 Diferenční filtry	14
3 Přenosové vlastnosti.....	15
4 Návrh diferenčních struktur	16
4.1 Transformace podélných struktur	16
4.2 Transformace příčných struktur	17
4.3 Úprava podélné struktury.....	17
5 Aktivní prvky	18
5.1 Proudové konvejory.....	18

5.2	Proudové sledovače.....	18
5.3	Transkonduktační zesilovač	20
5.4	Digitálně říditelný proudový zesilovač.....	22
5.5	Proudový zesilovač EI2082	24
6	Neceločíselné filtry	25
6.1	Návrh neceločíselného filtru.....	25
6.2	Neceločíselný Butterworthův filtr.....	25
6.2.1	Dolní propust	25
7	Vlastní návrh neceločíselných filtrů a jejich simulace	28
7.1	Neceločíselný filtr typu dolní propust, za použití tří proudových zesilovačů a tří transkonduktačních zesilovačů	29
7.2	Neceločíselný filtr typu dolní propust, za použití dvou proudových zesilovačů a pěti proudových sledovačů	32
7.3	Neceločíselný filtr typu dolní propust, za použití dvou proudových zesilovačů a tří proudových sledovačů	36
8	Praktická realizace neceločíselného diferenčního filtru	40
8.1	Praktický návrh neceločíselného diferenčního filtru	40
8.1.1	Praktický návrh neceločíselného diferenčního filtru za použití jednoho plně diferenčního sledovače, dvou proudových zesilovačů a tří transkonduktačních zesilovačů [14].....	40
8.1.2	Praktický návrh neceločíselného diferenčního filtru za použití tří proudových zesilovačů a tří transkonduktačních zesilovačů	42
8.2	Praktické měření neceločíselného diferenčního filtru.....	43
8.3	Porovnání výsledků měření	44

Závěr	52
Literatura	55
Seznam použitých zkratek a veličin	57
Seznam příloh.....	59
Příloha A.....	60
Příloha B.....	66

Úvod

Kmitočtové filtry jsou nedílnou součástí dnešní elektronické doby. V této době se začínají stále více řešit filtry neceločíselných řádů. Dokážou lépe modelovat vlastnosti matky přírody. Proto je jejich využití možné při modelování různých biologických signálů a tak se více přiblížit požadovanému výsledku.

Neceločíselné filtry jsou dány sklonem útlumu, na rozdíl od celočíselných filtrů je k parametru n přidáván parametr α , jenž nabývá hodnot $0 < \alpha < 1$. Neceločíselný řád filtru je tedy dán jako $(n + \alpha)$. Neceločíselné filtry se většinou vytváří úpravou celočíselných filtrů.

V této práci budou vytvořeny diferenční neceločíselné filtry, které by podle teoretických předpokladů měli dosahovat lepších výsledků. Diferenční filtry v této práci budou vytvořeny úpravou tří převzatých neceločíselných filtrů z materiálů [2][12][13].

Po té co bude vytvořena podoba diferenčního filtru, bude jeho zapojení simulováno v programu OrCad a srovnáno s výsledky jeho nediferenční podoby.

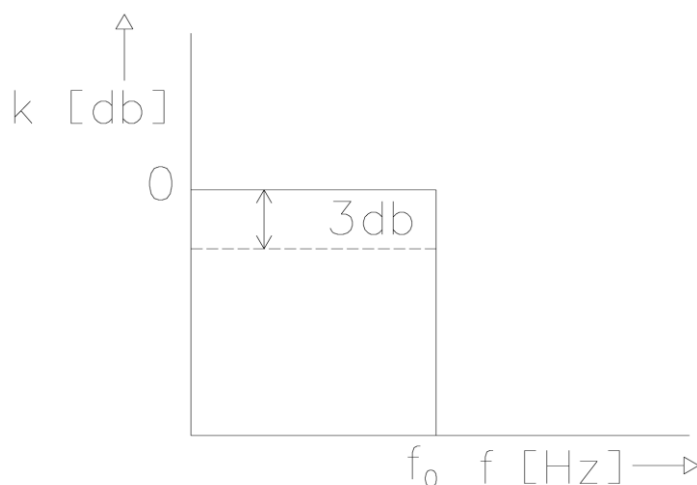
Nakonec bude neceločíselný diferenční filtr prakticky realizován a experimentálním měření budou odzkoušeny jeho neceločíselné vlastnosti.

Prakticky realizovány budou celkem dva neceločíselné diferenční filtry.

1 Kmitočtové filtry

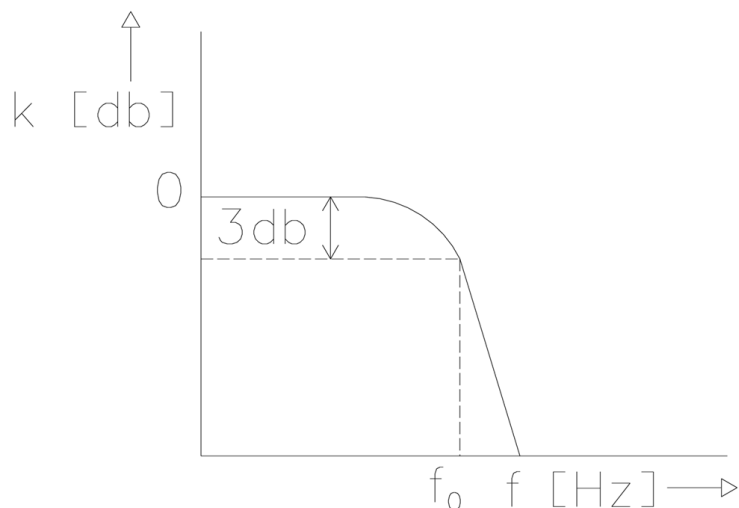
V dnešní době plné elektrotechnických vymožeností a zařízení jsou kmitočtové filtry jejich nezbytnou součástí. Základní vlastností kmitočtových filtrů je potlačení určených kmitočtových složek ze vstupního signálu nebo také propuštění určených kmitočtových složek. Toho lze v praxi využít, když je potřeba ze spektra signálu vyfiltrovat jen určitou kmitočtovou složku, filtr potlačí veškeré kmitočtové složky, které ze signálu nechceme přijímat. Více kmitočtových složek tvoří kmitočtové pásmo. Podle toho zda filtr propouští určité pásmo kmitočtů nebo nepropouští, můžeme tyto pásma rozdělit na dva typy. Prvním typem je pásmo propustné, v tomhle pásmu jsou kmitočtové složky pásma propouštěny a druhým typem je jeho opak tedy pásmo nepropustné, z tohoto pásma jsou všechny kmitočtové složky pásma potlačeny. Důležitou vlastností kmitočtových filtrů je také charakteristický kmitočet f_0 , kmitočet při kterém dochází k přechodu charakteristiky z propustného do nepropustného pásma. Pro tento kmitočet je charakteristický pokles o 3 dB. [1]

Ve skutečnosti filtry nedokážou okamžitě přejít z propustného pásma do nepropustného. V ideálním případě by následující graf vypadal jako na Obrázku 1.1:



Obrázek 1.1: Ideální průběh dolní propusti

Jenže reálné filtry jsou limitovány vlastnostmi reálných prvků použitých ve filtru a také parazitními vlastnostmi těchto prvků, proto následující přenosová charakteristika má tvar na Obrázku 1.2:



Obrázek 1.2: Reálný průběh dolní propusti

To jak se dokáže přenosová charakteristika přiblížit charakteristice ideální, určuje řád filtru. Čím vyšší je řád filtru, tím vyšší je strmost přenosové charakteristiky, ale také se zvyšujícím řádem filtru přichází větší složitost a vyšší cena celého filtru. Tím pádem by se měl využívat nejnižší a nejvhodnější řád filtru. Řády filtru se dělí na celočíselné (jejich hodnota je celé číslo – 1, 2, ...) a neceločíselné (jejich hodnota je dána celým číslem plus hodnotou nabývající na hodnotě od 0 do 1, např. 1,5 nebo 1,3). Neceločíselnými filtry se tato práce zabývá a více budou rozebrány níže. [1] [2]

2 Rozdělení filtrů

Filtry můžeme rozdělit do několika skupin a to podle jejich funkcí, použitých součástek realizující filtr, zpracování signálu a podle řádu, zda je celočíselný nebo neceločíselný.

2.1 Selektivní filtry

Jak již napovídá název téhle skupiny, tak jde o filtry, které vybírají (selekce) nějakou část kmitočtového pásma a tu buď propustí, nebo utlumí. Podle toho zda propouští nebo zadržují určitou část kmitočtového pásma, můžeme pak filtry nazývat následovně:

2.1.1 Dolní propust

Filtry typu dolní propust propouští jen kmitočty, které nabývají nižších hodnot než jeho charakteristický kmitočet, který se značí f_0 .

2.1.2 Horní propust

Filtr typu horní propust naopak propouští jen kmitočty, které nabývají hodnot větších než je jeho charakteristický kmitočet f_0 .

2.1.3 Pásmová propust

Filtr typu pásmová propust propouští jen kmitočty s určitou šířkou pásma, takové kmitočtové pásmo je ohraničeno charakteristickým kmitočtem dolním propusti f_{d0} a charakteristickým kmitočtem horní propusti f_{h0} .

2.1.4 Pásmová zádrž

Filtr typu pásmová zádrž propouští na rozdíl od pásmové propusti kmitočty, které jsou mimo vytvořené pásmo mezi f_{d0} a f_{h0} .

2.2 Pasivní a aktivní filtry

2.2.1 Pasivní filtry

Pasivní filtry jsou tvořeny pasivními prvky, mezi které patří rezistory, kondenzátory a induktory. Filtry vytváříme kombinací těchto prvků. Pasivní filtry mohou dosahovat velkých charakteristických kmitočtů a to až do stovek MHz. Díky tomu, že filtry využívají jen pasivních prvků, není potřeba tyto prvky externě napájet a jejich cena je nízká. Velkou nevýhodou pasivních filtrů je nemožnost dosáhnout výsledného přenosu $\Rightarrow 1$. [3]

2.2.2 Aktivní filtry

Aktivní filtry využívají aktivní prvky, mezi které například patří proudový zesilovač ACA (Adjustable Current Amplifier) nebo transkonduktanční zesilovač OTA (Operational Transconductance Amplifier). Aktivní prvky filtru jsou doplňovány prvky pasivními. Nejvíce

jsou využívány kondenzátory a rezistory. Aktivní prvky musí být externě napájeny a vytváří složitější zapojení s více použitými součástkami než filtry pasivní. Protože mohou používat zesilovače jako je ACA, dosahují přenosu vyššího než 1. Další výhodou použití aktivních prvků ve filtru je možnost úpravy činitele jakosti a charakteristického kmitočtu nezávisle na pasivních prvcích, poskytují-li použité aktivní prvky možnost řiditelnosti některého z jejich parametrů. [3][4][5]

2.3 Diferenční a nediferenční filtry

2.3.1 Nediferenční filtry

Nediferenční filtry používají pro přenos signálu pouze jeden signálový kanál. Proto můžeme popsat vstupní, výstupní proud a proudový přenos filtru pomocí rovnic (2.3.1), (2.3.2)[4]:

$$i = i_{vst} \text{ nebo } i = i_{vyst} \quad (2.3.1)$$

$$K = \frac{i_{vyst}}{i_{vst}} \quad (2.3.2)$$

kde i_{vst} je vstupní proud a i_{vyst} je výstupní proud. A druhý kanál, který slouží k uzemnění obvodu. Jelikož je signál veden jen pomocí jednoho signálového kanálu, jehož přenos může být rušen vnějšími vlivy, tak může vznikat zkreslení signálu, které je nenávratné. [3][4]

2.3.2 Diferenční filtry

U diferenčních filtrů je signál přenášen přes dva signálové kanály, což snižuje možnost zkreslení výsledného signálu. Obvod v diferenční podobě je také uzemněn pomocí jednoho kanálu jako v případě nediferenčním. Vstupní, výstupní proud a proudový přenos můžeme popsat pomocí rovnic (2.3.3), (2.3.4)[4]:

$$i = i_{vst+} - i_{vst-} \text{ nebo } i = i_{vyst+} - i_{vyst-} \quad (2.3.3)$$

$$K_I = \frac{i_{vyst+} - i_{vyst-}}{i_{vst+} - i_{vst-}} \quad (2.3.4)$$

Dalšími výhodami oproti nediferenčním filtrům je rozšíření dynamického rozsahu a menší harmonické zkreslení.

Diferenční zapojení se ve většině případů vytváří z nediferenčního zapojení a to pomocí zrcadlení pasivních a aktivních prvků, které nemají svoji diferenční podobu, vůči zemi. Z toho vyplývá menší nevýhoda diferenčních filtrů. Jsou složitější než nediferenční a je třeba v zapojení použít více součástek. [3][4][6]

3 Přenosové vlastnosti

Pokud budeme brát harmonický signál o kmitočtu f_{vst} , proudy i_{vst} a s fází φ_{vst} přicházející na vstup filtru, tak po průchodu signálu přes filtr dostaneme na jeho výstupu stejný kmitočet $f_{výst}$ jako na vstupu, pak tedy platí (3.1), ale s jiným výstupním proudem $i_{výst}$ a jinou fází $\varphi_{výst}$ (3.2), (3.3). [1]

$$f_{vst} = f_{výst} \quad (3.1)$$

$$i_{vst} \neq i_{výst} \quad (3.2)$$

$$\varphi_{vst} \neq \varphi_{výst} \quad (3.3)$$

Když budeme brát tyto vlastnosti v potaz a představíme si kmitočtový filtr jako lineární dvojbran, pak jeho chování můžeme určit pomocí přenosové funkce modulu, jako podíl výstupního proudu ku vstupnímu (3.4) a rozdílem výstupní a vstupní fáze (3.5). [3]

$$K_i = \frac{i_{výst}}{i_{vst}} \quad (3.4)$$

$$\varphi = \varphi_{výst} - \varphi_{vst} \quad (3.5)$$

Tyto rovnice však nemají velké využití, protože je lze použít jen pro určitý kmitočet. Což je v praxi nepoužitelné. Proto se pro praktické využití používá rovnice, vyjádřena vztahem (3.6).

$$K(p) = \frac{a_m(p)^m + a_{m-1}(p)^{m-1} + \dots + a_1 p + a_0}{b_n(p)^n + b_{n-1}(p)^{n-1} + \dots + b_1 p + b_0} \quad (3.6)$$

Kde a a b jsou reálnými koeficienty, m a n udávají řád polynomu, m musí vždy nabývat hodnot rovnajících se nebo menších než hodnota n ($m \leq n$). Řád filtru udává nejvyšší mocnina n . Písmenem p je značen komplexní kmitočet, který má tvar $p = j\omega$. [1][3]

4 Návrh diferenčních struktur

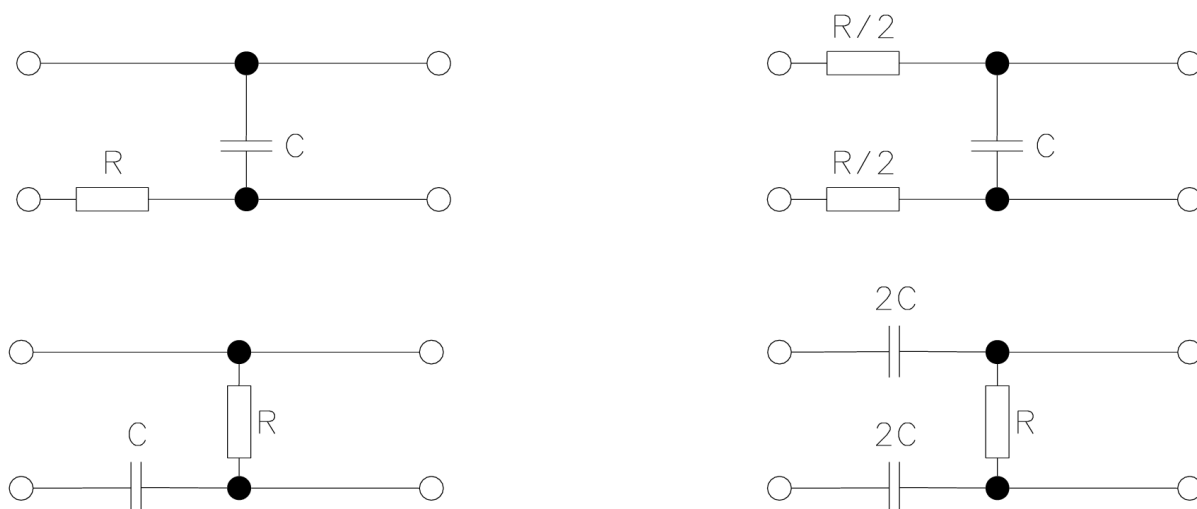
Diferenční zapojení můžeme vytvořit cíleným návrhem, nejpoužívanější metodou určenou pro návrh diferenčního filtru jsou grafy signálových toků. Ve většině případů se však vychází z nediferenčních zapojení, které jsou transformovány pomocí zrcadlení aktivních prvků, které existují pouze v nediferenční podobě, a pasivních prvků vůči zemi na diferenční zapojení. Aktivní prvky, které existují i v diferenční podobě, můžeme nahradit jejich plně diferenční podobou, v takovém případě je polarita nově vzniklých výstupů pro druhý vstupní kanál opačná, jak byla v nediferenčním zapojení. Pokud však neexistuje jejich diferenční podoba, musí se tyto prvky také zrcadlit, nově vzniklé prvky mají polaritu výstupů stejnou jako původní prvky v nediferenčním zapojení. Tím tak vznikají složitější zapojení. [3][5]

Zrcadlením tak vznikají symetricky rozložené zapojení, jako jejich osu souměrnosti můžeme brát plně diferenční aktivní prvky, kolem kterých jsou pasivní prvky zrcadleny.

U nově vzniklých pasivních prvků, je potřeba určit jejich nové hodnoty. K tomu slouží dvě metody transformace. První z nich je metoda transformace podélných struktur a druhá je metoda transformace příčných struktur. [3][5]

4.1 Transformace podélných struktur

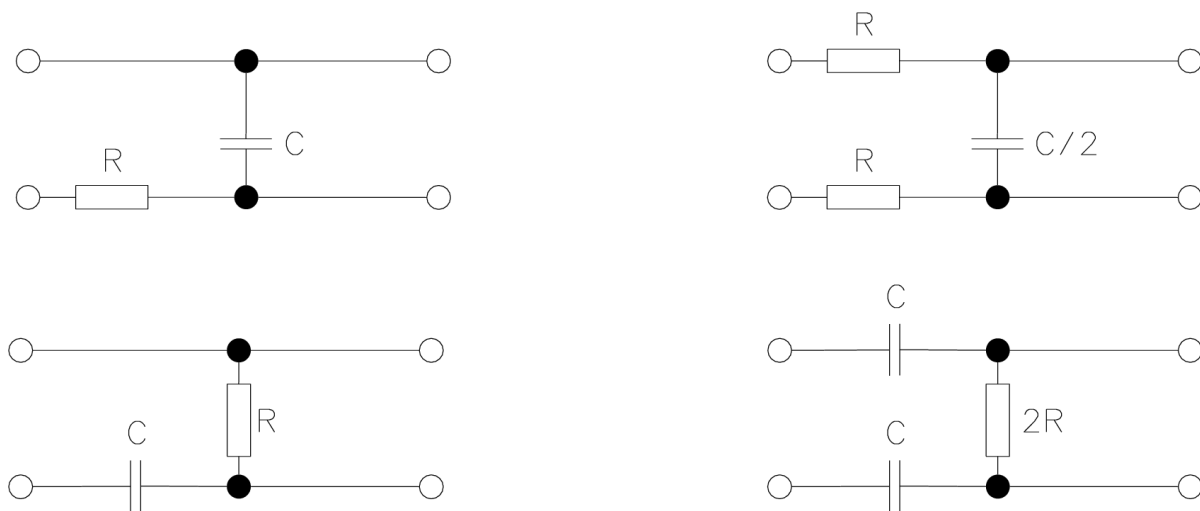
U transformace podélných struktur se zrcadlí pasivní prvky, které jsou obsaženy v podélných větvích zapojení. Jak již bylo napsáno výše, osa souměrnosti pro zrcadlení těchto pasivních prvků je plně diferenční aktivní prvek. Prvky obsažené v příčné větvi zůstávají nezměněny. Pro výpočet hodnot rezistorů a kondenzátorů existuje jednoduché pravidlo. U prvků v příčné větvi se hodnoty kondenzátorů a rezistorů nemění, oproti tomu hodnoty prvků v podélné větvi jsou u rezistoru poloviční a u kondenzátoru dvojnásobné oproti hodnotám z původního nediferenčního zapojení. Pro lepší představivost máme takovou transformaci zobrazenou na následujícím Obrázku 4.1: [3]



Obrázek 4.1: Názorná ukázka podélné transformace, vlevo originální zapojení, vpravo zapojení po úpravě.

4.2 Transformace příčných struktur

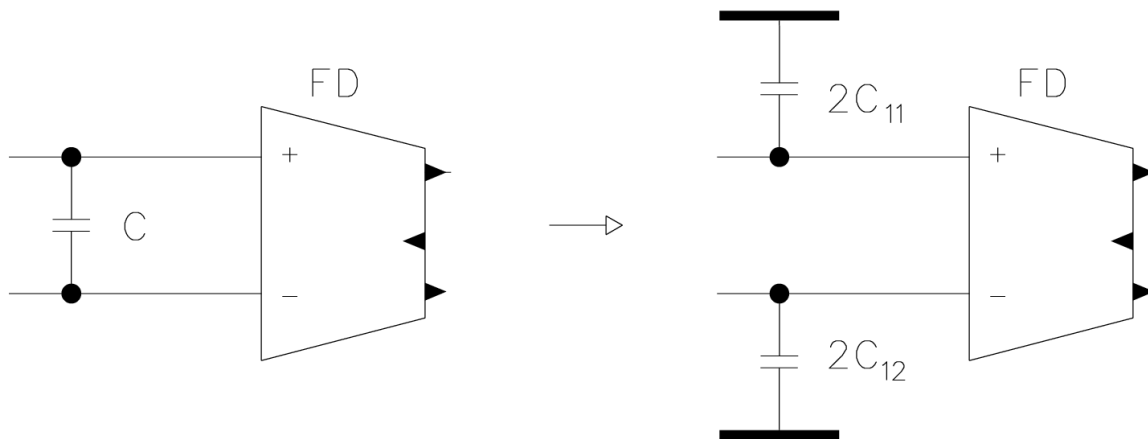
U transformace příčných struktur se zrcadlí také prvky obsažené v podélných větvích zapojení stejně jako u transformace podélných struktur. Rozdílem oproti metodě rozebrané výše je výpočet hodnot nově vzniklých prvků. Hodnoty prvků obsažených v podélné větvi se v této metodě nemění a zůstávají stejné jako v původním zapojení. Hodnoty prvků v příčné větvi se mění tak, že kondenzátory mají poloviční hodnotu a rezistory dvojnásobnou hodnotu než měli prvky v původním zapojení. Takovou transformaci zde máme graficky zobrazenou pro lepší představivost na Obrázku 4.2: [3]



Obrázek 4.2: Názorná ukázka podélné transformace, vlevo originální zapojení, vpravo zapojení po úpravě.

4.3 Úprava podélné struktury

Při transformaci nediferenčního zapojení na diferenční zapojení, nám vzniká v příčné větvi plovoucí pasivní prvek. U plovoucích pasivních prvků při praktické realizaci filtru vzniká více parazitních vlastností, proto se takový prvek také zrcadlí a uzemní. V takovém případě, ale musí být hodnota nově vzniklých prvků pro kondenzátor dvojnásobná a pro rezistor poloviční. Na Obrázku 4.3 můžeme vidět změnu plovoucího pasivního prvku na uzemněný:



Obrázek 4.3: Převod plovoucího kondenzátoru na dva uzemněné.

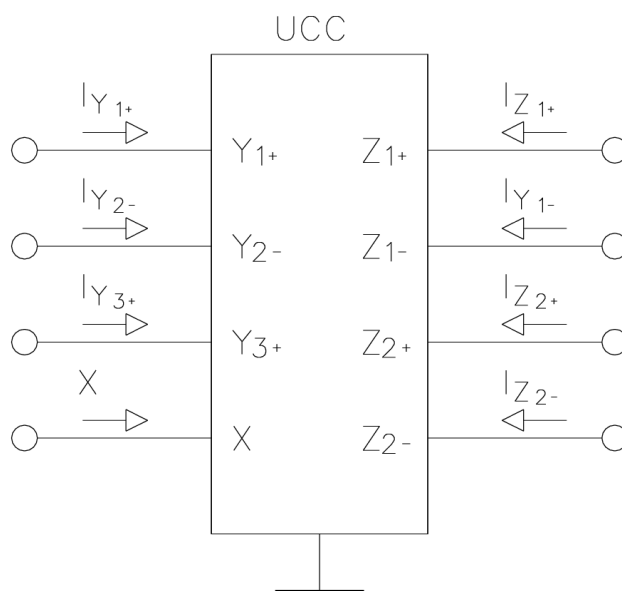
5 Aktivní prvky

V této kapitole budou představeny aktivní prvky, které budou použity v této práci.

5.1 Proudové konvejeory

Proudové konvejeory CC (Current Conveyor) existují ve třech generacích: CCI, CCII a CCIII. Nejnovější existující proudový konvejeor je univerzální proudový konvejeor UCC (Universal Current Conveyor). UCC nabízí možnost zrealizovat správným zapojením všechny předešlé generace konvejeorů. A jeho největší výhodou je, že pomocí něj lze zrealizovat i jiné aktivní prvky, jakými jsou transkonduktanční zesilovač BOTA (Balanced Operational Transconductance Amplifier) nebo proudový sledovač MO-CF (Multi Output-Current Follower). [3][4][7]

Univerzální proudový konvejeor se skládá ze čtyř proudových výstupů Z_{1+} , Z_{2+} , Z_{1-} a Z_{2-} , tří napěťových vstupů Y_{1+} , Y_{2-} a Y_{3+} a jednoho proudového vstupu X . Na proudové výstupy je přiváděn proudový přenos z proudového vstupu X a to buď se zápornou, nebo kladnou polaritou. Schematická značka na Obrázku 5.1.1



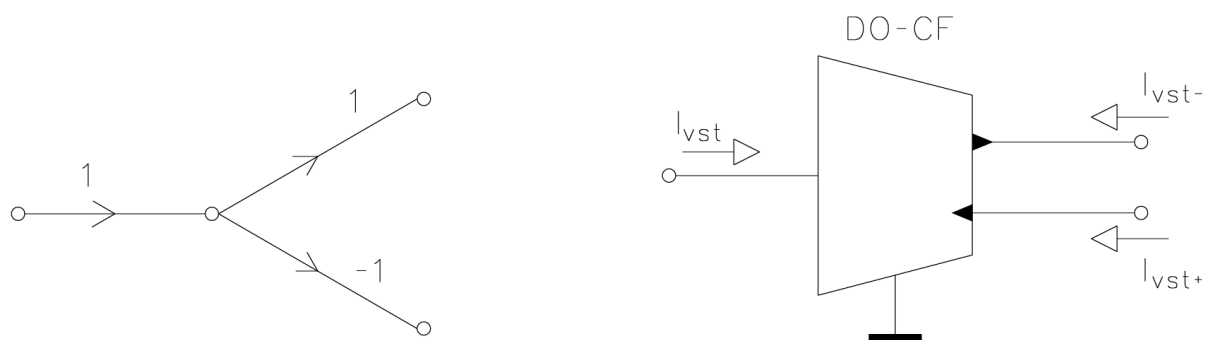
Obrázek 5.1.1: Schématická značka UCC

5.2 Proudové sledovače

Proudový sledovač CF (Current Follower) lze brát jako součástku, která plní funkci zdroje proudu řízeného proudem. Přenos proudovým sledovačem musí být roven jedné, nedochází zde k žádnému zesílení pouze k přenesení proudu na všechny výstupy. Toho lze využít, když je potřeba v zapojení změnit polaritu. [3][7]

Prvním typem proudového sledovače je DO-CF (Dual Output-Current Follower). Tento sledovač má jeden proudový vstup a dva výstupy, jak lze vidět na Obrázku 5.2.1. Funkce DO-CF lze popsat pomocí rovnice (5.1). [3]

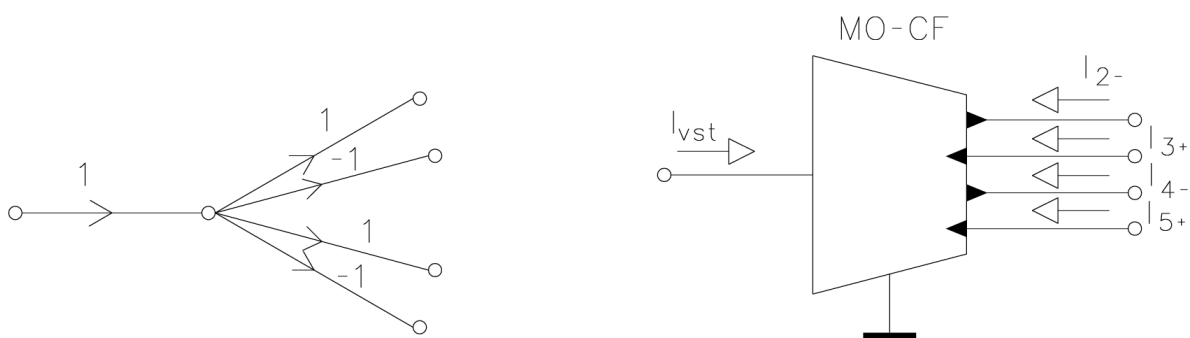
$$i_{vst} = i_{vyst+} = -i_{vyst-} \quad (5.1)$$



Obrázek 5.2.1: Vlevo na obrázku zjednodušený M-C graf a vpravo schematická značka DO-CF

Druhým typem proudového sledovače je MO-CF (Multi Output-Current Follower). MO-CF je nejpoužívanějším sledovačem. Na rozdíl od DO-CF má tři a více proudové výstupy, jak lze vidět na Obrázku 5.2.2. Funkci MO-CF lze popsat pomocí rovnice (5.2). [3]

$$i_{vst} = -i_2 = -i_4 = i_3 = i_5 \quad (5.2)$$

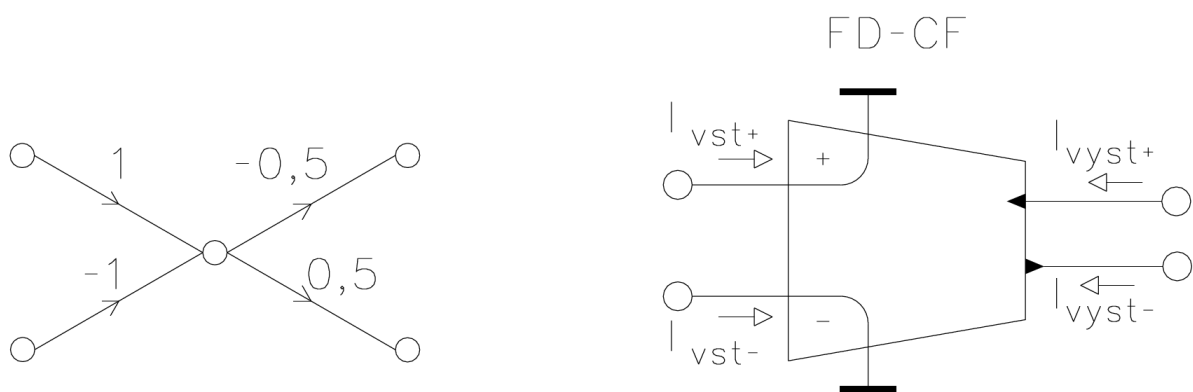


Obrázek 5.2.2: Vlevo na obrázku zjednodušený M-C graf a vpravo schematická značka MO-CF

Posledním uvedeným typem sledovače je FD-CF (Fully Differential-Current Follower). Jde o plně diferenční podobu proudového sledovače. To znamená, že má dva proudové vstupy s opačnou polaritou. Proudových výstupů může být realizováno více, avšak musí platit, že jich bude obsahovat dvojnásobek co jeho nediferenční podoba. Zesílení přiváděné na proudové vstupy musí být $\frac{1}{2}$, tak aby po odečtení rovnic (5.3) a (5.4) celkové zesílení bylo rovno 1. Grafická podoba FD-CF je znázorněna na obrázku 5.2.3. [3][4][7]

$$i_{vyst+} = \frac{1}{2}(i_{vst+} - i_{vst-}) \quad (5.3)$$

$$i_{vyst-} = -\frac{1}{2}(i_{vst+} - i_{vst-}) \quad (5.4)$$



Obrázek 5.2.3: Vlevo na obrázku zjednodušený M-C graf a vpravo schematická značka FD-CF

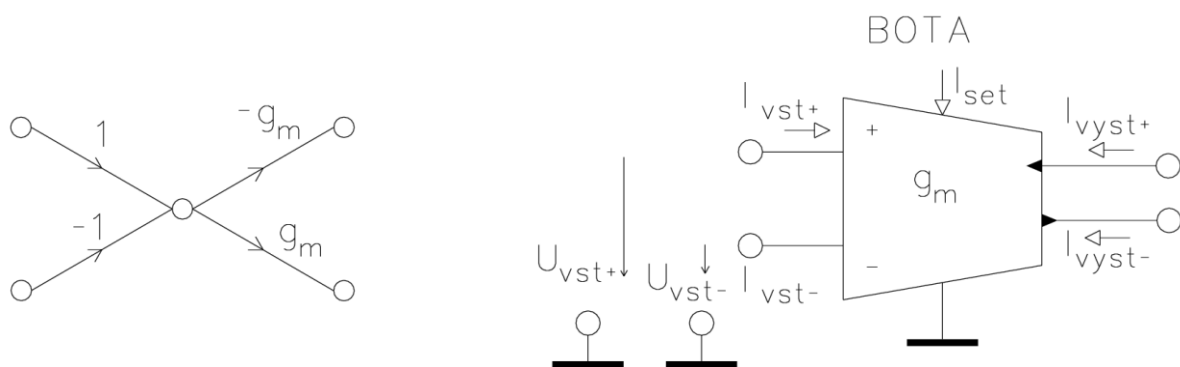
5.3 Transkonduktační zesilovač

Transkonduktační zesilovač OTA (Operational Transconductance Amplifier) je napětím řízený zdroj proudu. Jeho hlavním parametrem je transkonduktance g_m , ta lze u tranzistorové podoby, která byla použita v této práci u simulací v programu OrCad, ladit pomocí řídicího proudu i_{SET} a jeho účelem je úprava proudu na výstupech OTA. Výstupní proud lze popsat pomocí rovnice (5.5). [3][7]

$$i_{vyst} = g_m(u_{vst+} - u_{vst-}) \quad (5.5)$$

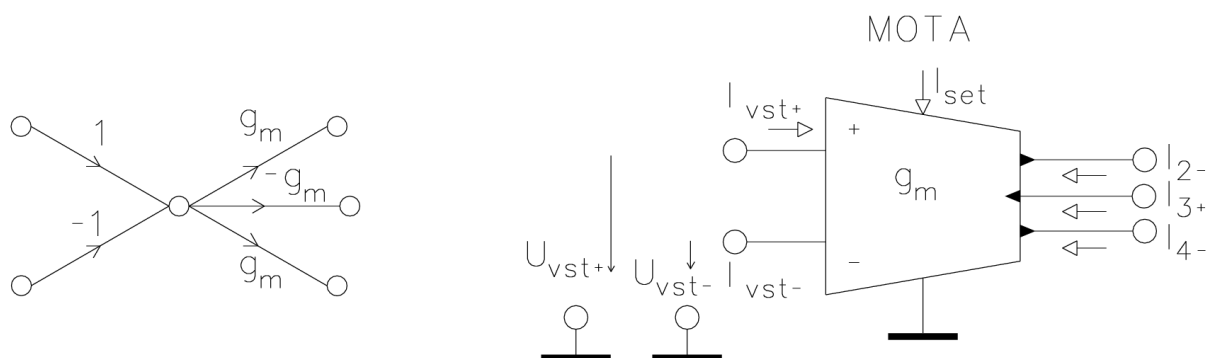
Jak již bylo napsáno v kapitole 5.1, OTA lze realizovat i pomocí UCC a to přivedením napětí na svorky Y_1 a Y_2 . Před vstup X je zapojen rezistor, jehož hodnota bude určovat transkonduktanci g_m a svorky Z_1 a Z_2 jsou použity jako výstupní svorky. Zbylé nevyužité svorky jsou uzemněny.

Prvním příkladem v jaké OTA existuje je BOTA (Balanced Operational Transconductance Amplifier). OTA v téhle podobě má dva proudové výstupy. Grafická podoba BOTA je zobrazena na Obrázku 5.3.1.



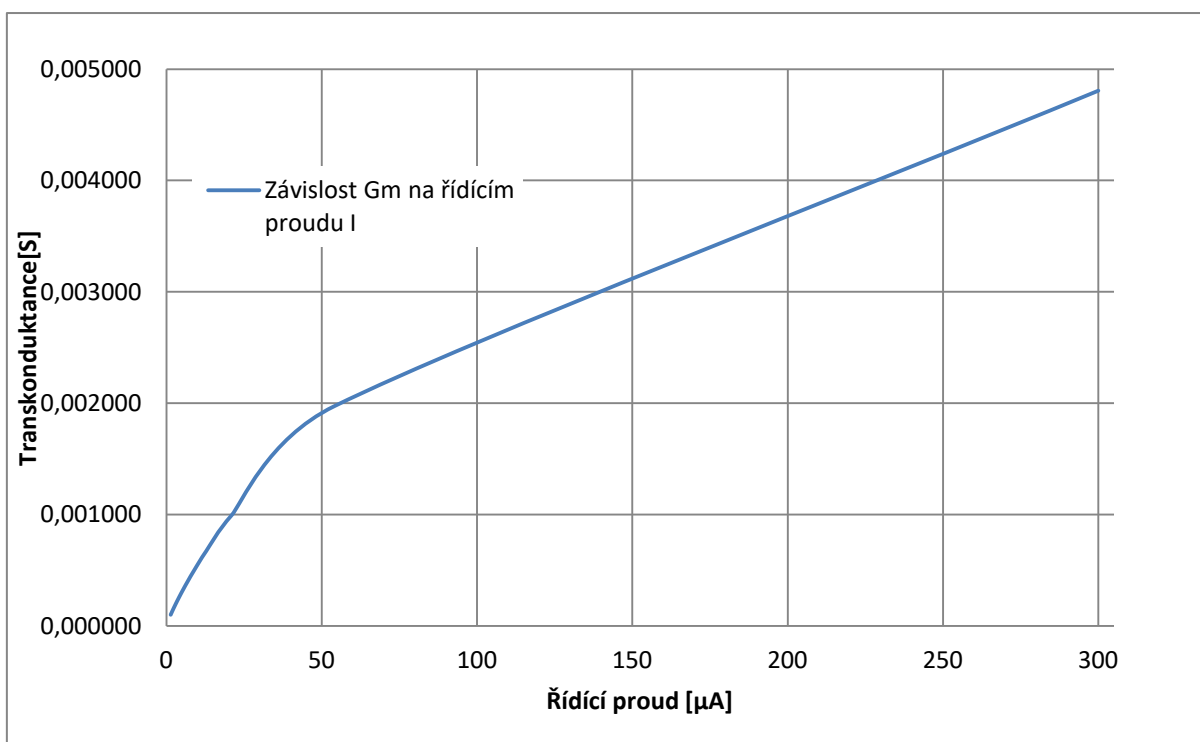
Obrázek 5.3.1: Vlevo na obrázku zjednodušený M-C graf a vpravo schematická značka BOTA

Druhou verzí v jaké OTA existuje je MOTA (Multi-output Operational Transconductance Amplifier). Jediný rozdíl mezi BOTA a MOTA je v tom, že MOTA má více jak dva proudové výstupy. Grafická podoba MOTA je zobrazena na Obrázku 5.3.2.



Obrázek 5.3.2: Vlevo na obrázku zjednodušený M-C graf a vpravo schematická značka MOTA

Závislost řídicího proudu i_{SET} na transkonduktanci g_m tranzistorové podoby prvku použitého v programu OrCad je popsána v Grafu 5.3.1 a v Tab. 5.3.1.



Graf 5.3.1: Závislost transkonduktance g_m na řídicím proudu i_{SET}

Tab. 5.3.1: Závislost transkonduktance g_m na řídícím proudu i_{SET} v číslech

$i_{set}[\mu A]$	1,375	1,473	1,557	1,663	1,778	1,925	2,07
$g_m[S]$	0,000099	0,000106	0,000111	0,000117	0,000125	0,000134	0,000142
$R[\Omega]$	10067	9474	9022	8515	8029	7489	7027
$i_{set}[\mu A]$	2,27	2,49	2,73	3,05	3,431	3,96	4,64
$g_m[S]$	0,000154	0,000167	0,000181	0,000199	0,000221	0,00025	0,000286
$R[\Omega]$	6483	5980	5520	5013	4527	4000	3491
$i_{set}[\mu A]$	5,488	6,91	9,015	12,82	20,99	54	300
$g_m[S]$	0,000331	0,000402	0,000503	0,000672	0,000993	0,001972	0,004808
$R[\Omega]$	3024	2487	1990	1489	1007	507	208

5.4 Digitálně říditelný proudový zesilovač

Digitálně říditelný proudový zesilovač DACA (Digitally Adjustable Current Amplifier) je proudem řízený zdroj proudu. V mnoha ohledech je podobný proudovému sledovači, ale na rozdíl od proudového sledovače DACA výstupní proud zesiluje o zesílení B . Zesílení B je nastavováno pomocí tří bitové CRT sběrnice, která má rozsah od 1 po 8 s korkem jedna pro nediferenční zapojení a od 2 do 16 s krokem dva pro diferenční zapojení. Jak bylo psáno v předešlé větě DACA lze použít jak nediferenční zesilovač, tak i diferenční zesilovač. V této práci byla použita tranzistorová podoba prvku DACA k simulacím v programu OrCad, u které je zesílení B nastavováno pomocí řídícího proudu i_{set} . Výstupní proud z DACA můžeme popsat pomocí rovnic (5.7) až (5.10) a vstupní proud rovnicí (5.6). [3][4][7]

$$i_{DIvst} = i_{vst+} - i_{vst-} \quad (5.6)$$

$$i_{DIvyst} = i_{vyst+} - i_{vyst-} \quad (5.7)$$

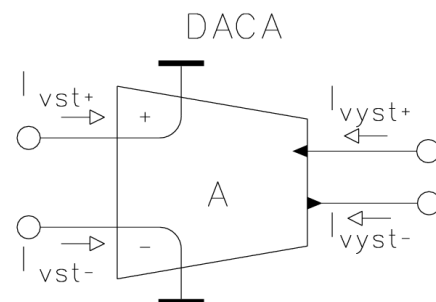
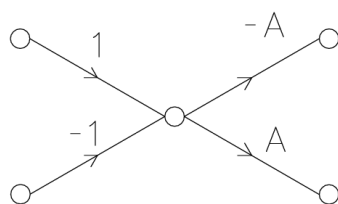
$$i_{DIvyst} = 2Bi_{DIvst} \quad (5.8)$$

$$i_{vyst+} = B(i_{vst+} - i_{vst-}) \quad (5.9)$$

$$i_{vyst-} = -B(i_{vst+} - i_{vst-}) \quad (5.10)$$

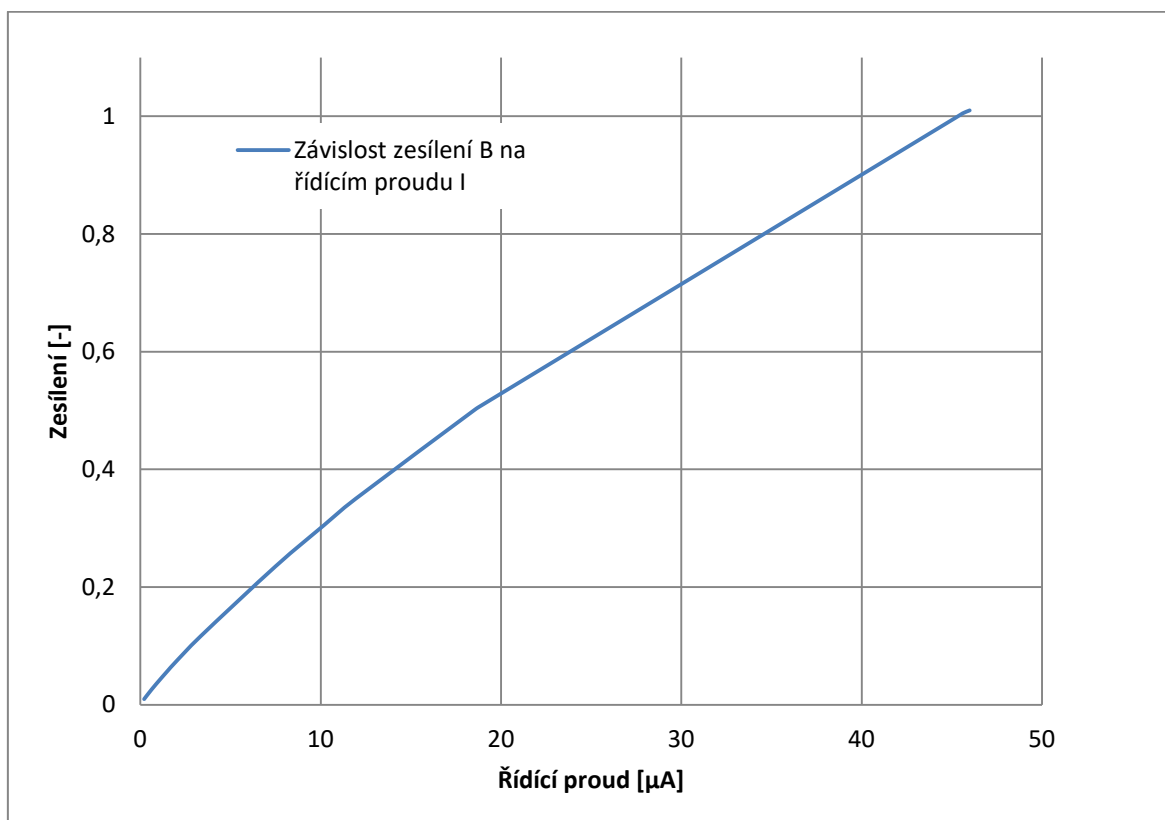
Kde B je zesílení, i_{DIvst} je vstupní diferenční proud, i_{DIvyst} je výstupní diferenční proud, $i_{vyst\pm}$ je výstupní nediferenční proud a $i_{vst\pm}$ je vstupní nediferenční proud.

Jak z rovnic vyplývá, diferenční zesílení na výstupu je dvojnásobné oproti nediferenčnímu zesílení. Grafické podoba DACA je zobrazena na Obrázku 5.4. [3]



Obrázek 5.4: Vlevo na obrázku zjednodušený M-C graf a vpravo schematická značka DACA

Závislost řídicího proudu i_{set} na zesílení B pro tranzistorovou podobu prvku ACA použitého při počítačových simulacích v programu OrCad je popsána v Grafu 5.4.1 a Tab. 5.4.1. K představení závislosti byly vybrány hodnoty, které odpovídají hodnotám zesílení první aproximace vypočtené pomocí rovnic 6.8 až 6.10 a to jak pro diferenční tak nediferenční zapojení.



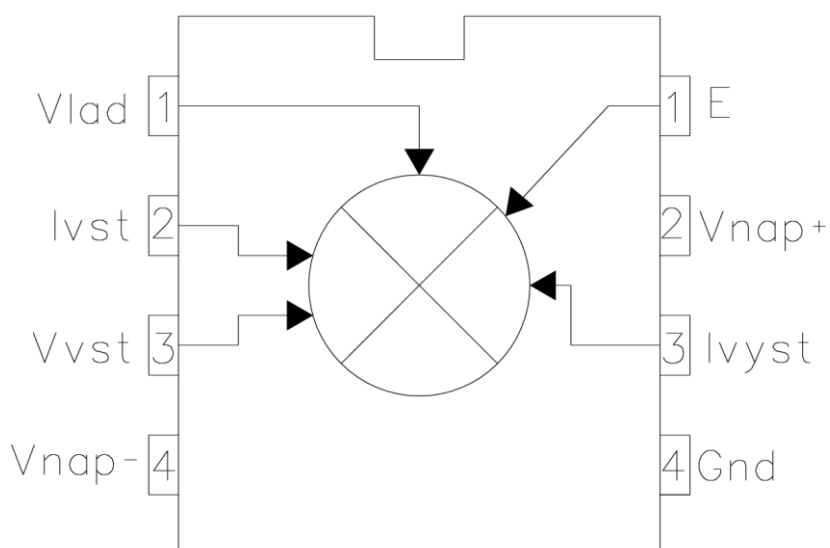
Graf 5.4.1: Závislost zesílení B na řídicím proudu i_{SET}

Tab. 5.4.1: Závislost zesílení B na řídicím proudu i_{SET} v číslech

$\alpha[-]$	0,3		0,5		0,8	
	$i_{set}[\mu A]$	$B[-]$	$i_{set}[\mu A]$	$B[-]$	$i_{set}[\mu A]$	$B[-]$
diferenční	1,533	0,0583	0,87	0,0351	0,205	0,0094
	11,93	0,3498	10,18	0,3051	7,49	0,2350
	18,72	0,5050	18,6	0,5025	18,45	0,4992
nediferenční	3,35	0,1167	1,88	0,0701	0,44	0,0189
	28,28	0,6997	23,72	0,6102	17,15	0,4700
	45,99	1,0101	45,6	1,0050	45,25	0,9984

5.5 Proudový zesilovač EI2082

Proudový zesilovač, který je podobný zesilovači ACA. V této práci byl použit při praktické realizaci neceločíselného diferenčního filtru a to právě jako náhrada za prvek ACA. EI2082 je napětím řízený zesilovač. Řídicí napětí je přivedeno na pin V_{lad} , který slouží k řízení proudu na výstupu I_{vyst} . Piny V_{vst} , E a GND jsou uzemněny. Na piny V_{nap+} a V_{nap-} je přivedeno napájecí napětí ± 5 V. Piny I_{vst} a I_{vyst} pak slouží jako proudový vstup a výstup. Schéma prvku EI2082 lze vidět na Obrázku 5.5.



Obrázek 5.5: Schéma prvku EI2082

6 Neceločíselné filtry

Řád filtru je vždy dán hodnotou mocniny vyskytující se v p^n , čím vyšší mocnina n je tím je vyšší řád filtru, což znamená, že výsledná přenosová charakteristika filtru je s vyšším řádem strmější. U celočíselných filtrů je mocnina n vždy celé číslo (1; 2; 3; ...), ale u neceločíselných filtrů se k mocnině přičítá reálné číslo α , které může nabývat hodnot z intervalu ($0 < \alpha < 1$), pak můžeme neceločíselný řád filtru popsat jako $p^{n+\alpha}$. [2]

Neceločíselné filtry mohou najít využití v biomedicíně, biochemii a jako přesné senzory v mikrobiologii. Ale nárůst využívání neceločíselných filtrů je velmi pomalý a to zejména, protože řešení neceločíselných řádů diferenciálních rovnic v časové oblasti má velmi složitý matematické řešení. [2] [9]

6.1 Návrh neceločíselného filtru

K návrhu neceločíselných filtrů se lze použít neceločíselný Laplaceův operátor p^α . Díky němu se nemusí k návrhu neceločíselných filtrů používat složitého řešení časové oblasti pomocí neceločíselných derivací. V téhle době, ale neexistují žádné komerční prvky, které by měli vlastnosti fraktálního řádu, proto se musí využívat jiných dostupných metod. Jednou z těchto metod je metoda CFEs (Continued Fraction Expansions). Při použití CFEs lze získat druhou aproximaci Laplaceova operátoru ve tvaru (6.1). [2][10]

$$p^\alpha \cong \frac{(\alpha^2+3\alpha+2)p^2+(8\alpha-2\alpha^2)p+(\alpha-3\alpha+2)}{(\alpha-3\alpha+2)p^2+(8\alpha-2\alpha^2)p+(\alpha^2+3\alpha+2)} \quad (6.1)$$

Neceločíselný řád filtru lze realizovat pouze do $(n + \alpha) < 2$ aniž by byla porušena stabilita filtru. Z toho vyplývá, že mohou být realizovány pouze filtry s neceločíselným řádem $(1 + \alpha)$. [11]

6.2 Neceločíselný Butterworthův filtr

6.2.1 Dolní propust

Přenosová funkce pro dolní propust neceločíselného filtru řádu $(1 + \alpha)$ je popsána rovnicí (6.2).

$$H_{1+\alpha}^{LP} = \frac{K_1}{p^{1+\alpha}+K_2} \quad (6.2)$$

Kde podíl K_1 a K_2 udává nízkofrekvenční zisk a $p^{1+\alpha}$ udává neceločíselný řád filtru. [11]

V této práci však bude do rovnice (6.2) přidán ještě člen $K_3 p^\alpha$. Který zajistí, aby byly aproximovány všechny póly Butterworthovy odezvy. Nově vzniklá rovnice pak vypadá následovně (6.3). [11]

$$H_{1+\alpha}^{LP} S = \frac{K_1}{p^{1+\alpha}+K_3 p^\alpha+K_2} \quad (6.3)$$

Koeficienty proměnných K_1 , K_2 a K_3 jsou popsány rovnicemi (6.4) až (6.6). Pokud se koeficient K_1 zvolí jako konstanta rovna jedné, potom se koeficienty proměnných K_2 a K_3 musí vhodně zvolit, tak aby vznikala co nejmenší kumulativní chyba ve srovnání s Butterworthovou odezvou. [9]

$$K_1 = 1 \quad (6.4)$$

$$K_2 = (0,2937\alpha + 0,71215) \quad (6.5)$$

$$K_3 = (1,068\alpha^2 + 0,161\alpha + 0,3324) \quad (6.6)$$

Aproximace druhého řádu je dána jako p^α a popsána rovnicí (6.7).

$$p^\alpha = \frac{a_0 p^2 + a_1 p + a_2}{a_0 p^2 + a_1 p + a_2} \quad (6.7)$$

Proměnné a_0 až a_2 lze vypočítat dvěma způsoby. První způsob výpočtu popsán rovnicemi (6.8) až (6.10) je přesnější, pomocí něj lze získat výsledky, které se přibližují více ideálním výsledkům. Druhý způsob výpočtů proměnných a_0 až a_2 je popsán rovnicemi (6.11) až (6.12). [2][9]

$$a_0 = \alpha^2 + 3\alpha + 2 \quad (6.8)$$

$$a_1 = 8 - 2\alpha^2 \quad (6.9)$$

$$a_2 = \alpha^2 - 3\alpha + 2 \quad (6.10)$$

$$a_0 = 2(1 + \alpha^2) \quad (6.11)$$

$$a_1 = 5 - \alpha^2 \quad (6.12)$$

$$a_2 = 2(1 - \alpha^2) \quad (6.13)$$

Provedením substituce rovnice (6.7) do rovnice (6.3) popisující přenosovou funkci Buttworthova filtru získáme rovnici (6.14) z které můžeme pomocí úprav vyjádřit proměnné b_0 , b_1 a b_2 jejichž výsledná podoba je popsána rovnicemi (6.15) až (6.17). [2][9]

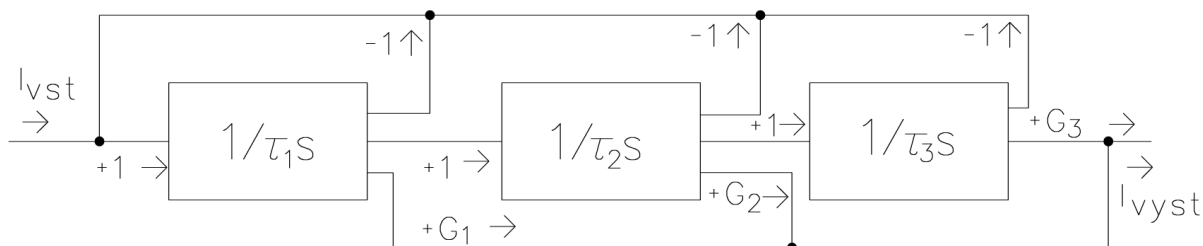
$$H_{1+\alpha}^{LP}(p) = \frac{K_1}{a_0} \frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0} \quad (6.14)$$

$$b_0 = \frac{a_0 K_2 + a_2 K_3}{a_0} \quad (6.15)$$

$$b_1 = \frac{a_1(K_2 + K_3) + a_2}{a_0} \quad (6.16)$$

$$b_2 = \frac{a_1 + a_0 K_3 + a_2 K_2}{a_0} \quad (6.17)$$

Rovnice (6.14) může být realizována pomocí obvyklého blokového diagramu vycházejícího z topologie Follow the Leader Feedback (FLF) zobrazeného na Obrázku 6.1. Jehož přenosová funkce je popsána rovnicí (6.18), v které označení G_i je zmenšenou kopií odpovídajícího výstupního proudu. [11]



Obrázek 6.1: Blokový diagram aproximace neceločíselného filtru strukturou 3-ho řádu typu dolní propust

$$H(p) = \frac{\frac{G_1}{\tau_1} p^2 + \frac{G_1}{\tau_1 \tau_2} p + \frac{G_1}{\tau_1 \tau_2 \tau_3}}{p^3 + \frac{1}{\tau_1} p^2 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} p + \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \tau_3}} \quad (6.18)$$

Provedením substituce rovnice (6.14) a následným dosazením do rovnice (6.18) můžeme vyjádřit výrazy G_1 , G_2 , G_3 , τ_1 , τ_2 a τ_3 pomocí rovnic (6.19) až (6.24). [11]

$$G_1 = \frac{K_1 a_2}{a_0 b_2} \quad (6.19)$$

$$G_2 = \frac{K_1 a_1}{a_0 b_1} \quad (6.20)$$

$$G_3 = \frac{K_1}{b_0} \quad (6.21)$$

$$\tau_1 = \frac{1}{b_2} \quad (6.22)$$

$$\tau_2 = \frac{b_2}{b_1} \quad (6.23)$$

$$\tau_3 = \frac{b_1}{b_0} \quad (6.24)$$

Pomocí všech výše získaných hodnot, vypočítáme hodnoty pasivních a aktivních prvků, které budou obsaženy v našich zapojeních.

V této práci jsou použity pouze filtry, které umožňují funkci dolní propusti.

7 Vlastní návrh neceločíselných filtrů a jejich simulace

Pro tuto práci byly vybrány tři neceločíselné nediferenční zapojení, které byly převedeny pomocí transformačních metod popsaných blíže v kapitole 4, na diferenční neceločíselné zapojení. První zapojení je zapojení z článku [13] a je to filtr typu dolní propust za použití tří proudových zesilovačů ACA a tří transkonduktačních zesilovačů OTA. Druhé zapojení je zapojení z diplomové práce [12] a je to filtr typu dolní propust za použití dvou proudových zesilovačů ACA a pěti proudových sledovačů CF. A posledním zapojením je zapojení z diplomové práce [2] a je to filtr typu dolní propust za použití dvou proudových zesilovačů ACA a tří proudových sledovačů CF.

Za pomoci programu SNAP bylo provedeno zjištění jejich přenosových funkcí, které byla potřeba pro výpočet hodnot kondenzátorů, rezistorů a transkonduktancí těchto zapojení a také k přepočtu těchto hodnot pro námi určený charakteristický kmitočet, který byl nastaven na 10 kHz.

Simulace zapojení byla prováděna v programu OrCad, kde byly použity součástky DACA, MO-CF a MOTA. Byla použita jejich tranzistorová podoba, tak aby dosahovala co nejvěrohodnějších výsledků, výsledkům reálných součástek. U prvků DACA a MOTA se zesílení B a transkonduktance g_m nastavuje pomocí řídicího proudu, který se pohybuje v řádech μA . Ovšem hodnoty na kladných a záporných výstupech součástek vychází s rozdílnými hodnotami, což ovlivní výsledek a musí se to brát v potaz.

Hodnoty potřebné k vytvoření neceločíselného zapojení a dopočítání hodnot rezistorů, kondenzátorů a transkonduktancí byly vypočítány pomocí rovnic z kapitoly 6 a jsou uvedeny v Tab. 7.1. K výpočtu proměnných a_0 až a_2 byla použita první a přesnější metoda popsaná rovnicemi (6.8) až (6.10). Hodnoty α byly nastaveny na (0,3; 0,5; 0,8)

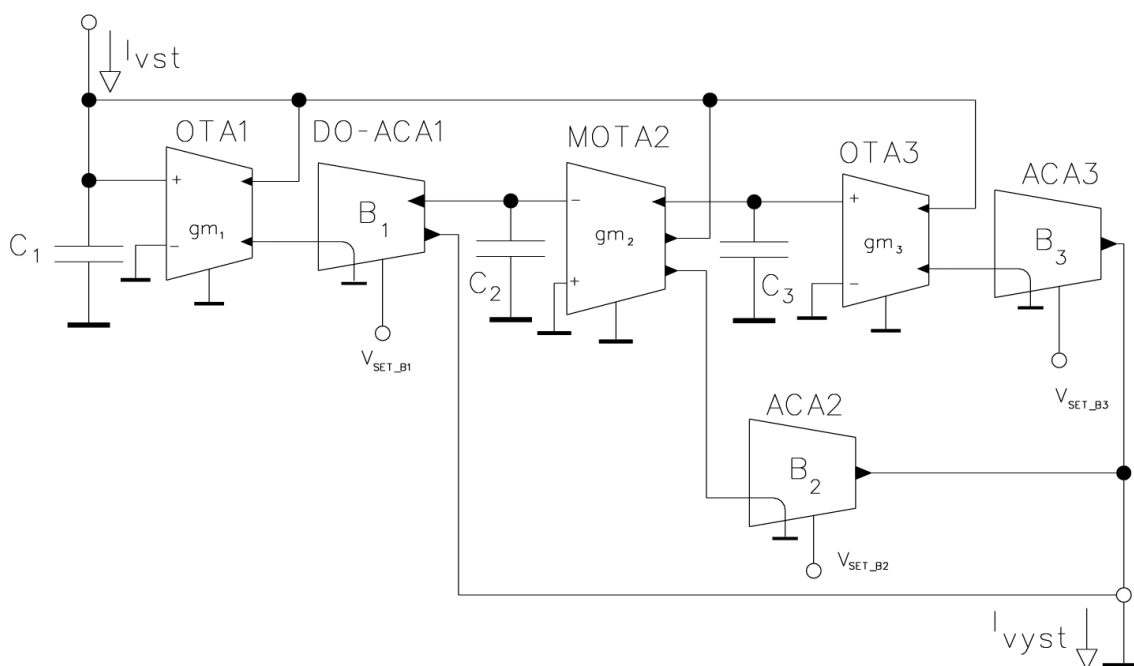
Tab. 7.1: Tabulka s vypočtenými proměnnými pro různé α

α	0,3	diferenční	0,5	diferenční	0,8	diferenční
a_0	2,99	-	3,75	-	5,04	-
a_1	7,82	-	7,5	-	6,72	-
a_1	1,19	-	0,75	-	0,24	-
b_0	0,990041	-	0,99499	-	1,00163	-
b_1	3,738075	-	3,27782	-	2,836739	-
b_2	3,410707	-	2,851702	-	2,523154	-
B_1	0,116689	0,05834	0,070134	0,035067	0,018873	0,009436
B_2	0,699661	0,34983	0,610162	0,305081	0,470023	0,235012
B_3	1,010059	0,50503	1,005035	0,502518	0,998372	0,499186
τ_1	0,293194	-	0,350668	-	0,396329	-

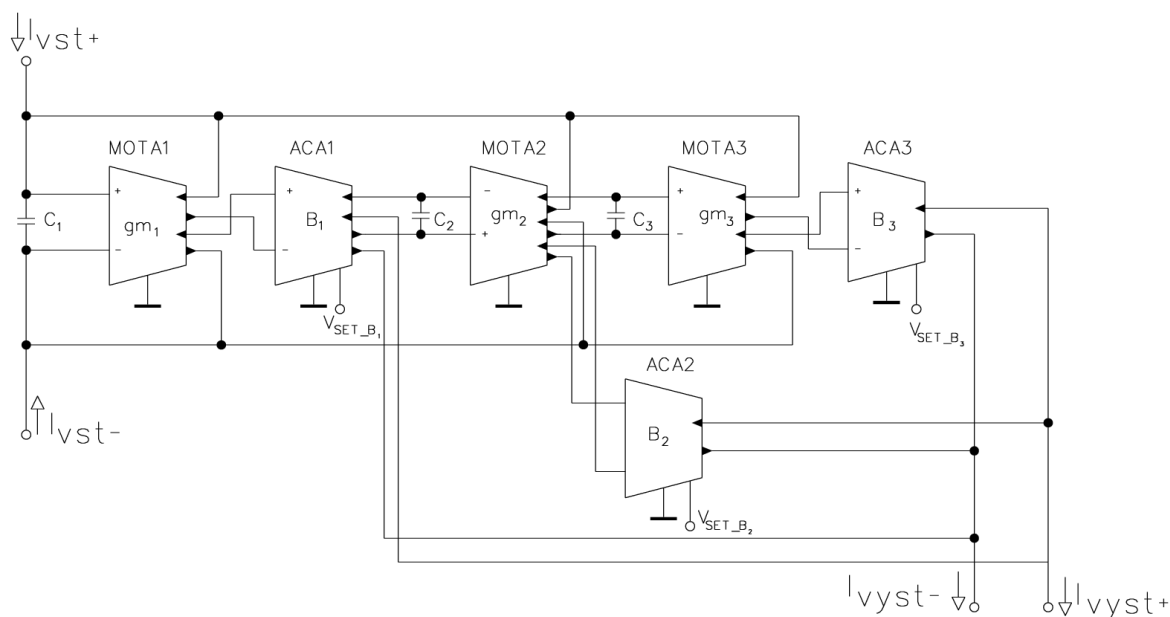
τ_2	0,912423	-	0,87	-	0,889456	-
τ_3	3,775676	-	3,294325	-	2,832121	-
K_1	1	-	1	-	1	-
K_2	0,80027	-	0,85901	-	0,94712	-
K_3	0,47682	-	0,6799	-	1,14472	-

7.1 Neceločíselný filtr typu dolní propust, za použití tří proudových zesilovačů a tří transkonduktačních zesilovačů

Nediferenční podoba zapojení je zobrazena na Obrázku 7.1 a jeho diferenční podoba na Obrázku 7.2.



Obrázek 7.1: Nediferenční zapojení neceločíselného filtru typu dolní propust, za použití tří součástek ACA a tří součástek OTA [13]



Obrázek 7.2: Diferenční zapojení neceločíselného filtru dolní propust, za použití tří součástek ACA a tří součástek OTA

Přenosová rovnice je popsána rovnicí (7.1).

$$K_{LP}(p) = \frac{p^2 C_2 C_3 g_{m1} B_1 + p C_3 g_{m1} g_{m2} B_1 B_2 + g_{m1} g_{m2} g_{m3} B_1 B_3}{p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_2 C_3 g_{m1} + p C_3 g_{m1} g_{m2} B_1 + g_{m1} g_{m2} g_{m3} B_1} \quad (7.1)$$

Levá strana charakteristické rovnice CE je popsána rovnicí (7.2).

$$CE = p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_2 C_3 g_{m1} + p C_3 g_{m1} g_{m2} B_1 + g_{m1} g_{m2} g_{m3} B_1 \quad (7.2)$$

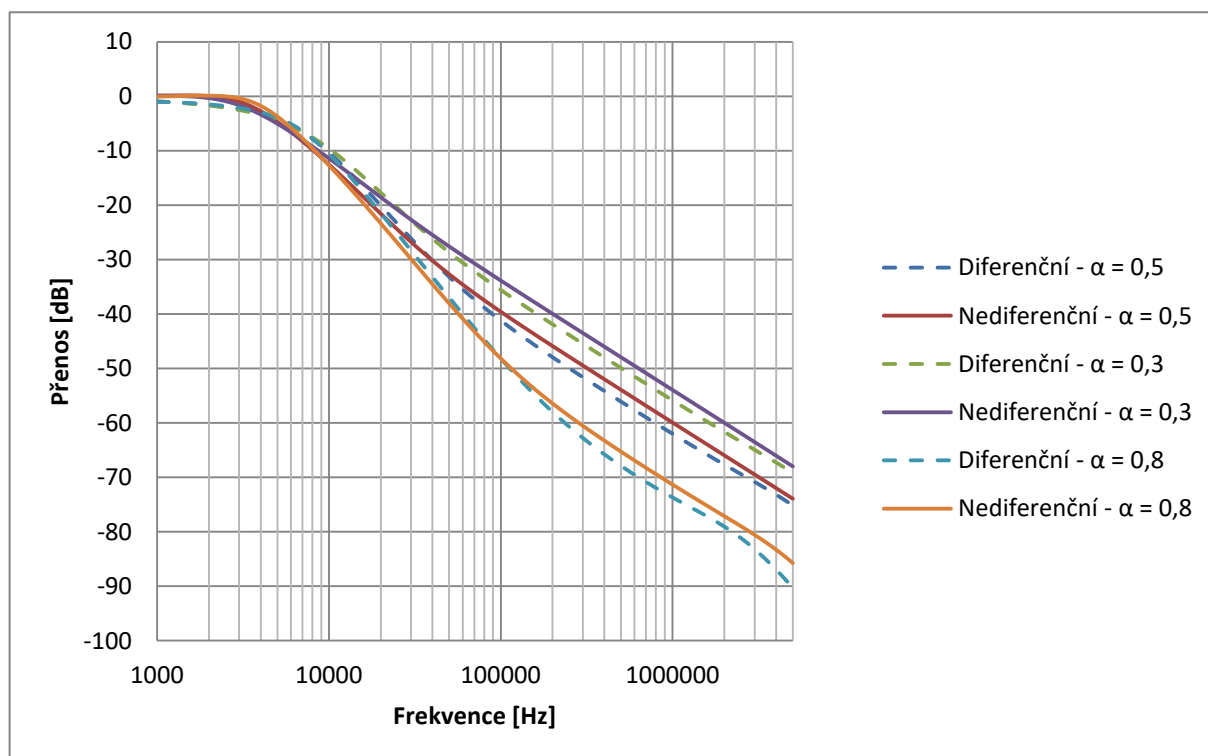
Jak již bylo psáno dříve v této kapitole, pomocí programu SNAP a výsledných rovnic byly dopočítány hodnoty transkonduktance g_m , které jsou popsány v Tab. 7.1.1. Počáteční frekvence byla nastavena na $f_0 = 10$ kHz. Hodnoty kondenzátoru byly nastaveny na $C_1 = 9,1$ nF, $C_2 = 330$ pF a $C_3 = 43$ nF. Hodnoty zesílení B jsou již dříve popsány v Tab. 7.1 a to jak pro nediferenční tak pro diferenční zapojení.

Tab. 7.1.1: Hodnoty transkonduktance g_m pro všechny α

α [-]	0,3	0,5	0,8
$g_{m1}[\Omega]$	547	649	666
$g_{m2}[\Omega]$	5484	3115	778
$g_{m3}[\Omega]$	1492	1290	1007

Pro přenosovou funkci dolní propusti prvního řádu platí, že útlum filtru je 20 dB/dec, pro přenosovou funkci dolní propusti druhého řádu platí, že útlum filtru je 40 dB/dec. V našem případě by měl být teoretický útlum roven 26 dB/dec pro filtr řádu $1,3 = \alpha = 0,3$, pro filtr řádu $1,5 = \alpha = 0,5$ by měl být teoretický útlum 30 dB/dec a pro filtr řádu $1,8 = \alpha = 0,8$ by měl být teoretický útlum 36 dB/dec.

Jak je vidět na Grafu 7.1.1 přenosová charakteristika pro tento filtr se podobá teoretickým výsledkům.



Graf 7.1.1: Průběhy dolní propusti pro různé α

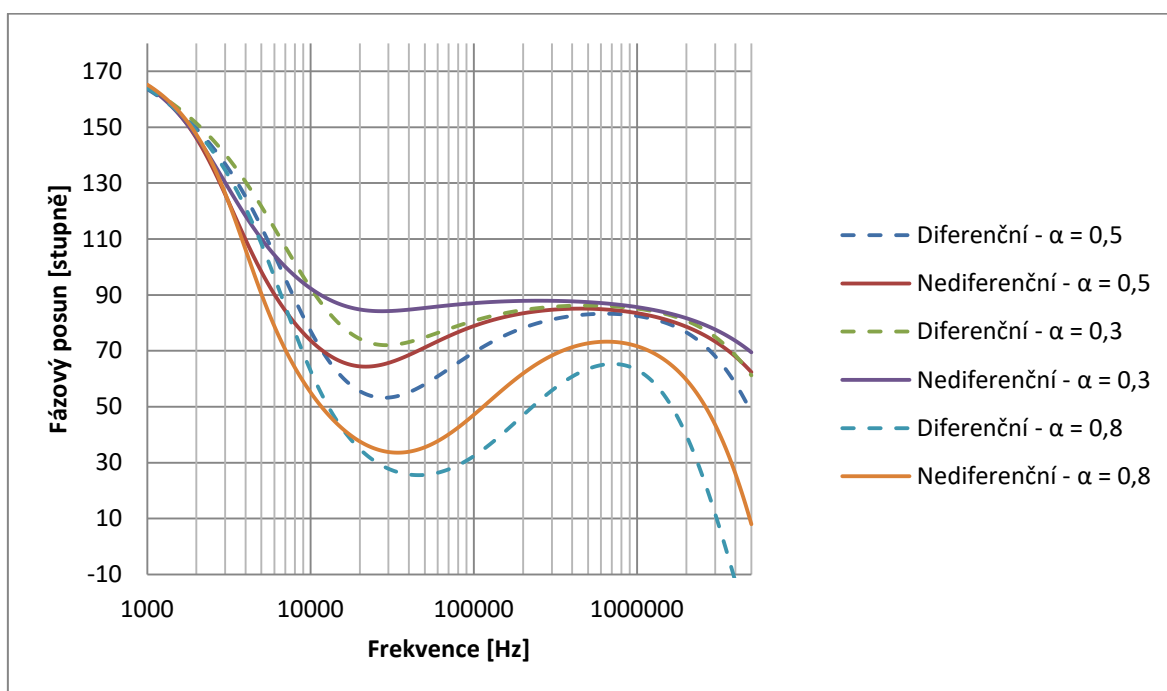
Z grafu lze vypožorovat, že průběh diferenčního zapojení dolní propusti se nejvíce liší oproti nediferenčnímu zapojení při vyšších kmitočtech. I tak jsou si průběhy velice podobné, akorát u diferenčního zapojení nastává větší pokles na dekádu. Rozdíl mezi průběhy diferenčního a nediferenčního zapojení nastává díky problémům, které jsou více rozvedené níže v této kapitole. Výsledné hodnoty poklesu na dekádu jednotlivých α a jejich porovnání je v Tab. 7.1.2.

Tab. 7.1.2: Srovnání výsledků strmosti diferenčního, nediferenčního a ideálního zapojení pro různá α

α [-]	0,3	0,5	0,8
Nediferenční [dB/dec]	22,43	27,06	35,46
Diferenční [dB/dec]	25,97	30,89	37,62
Ideální [dB/dec]	26	30	36

Z tabulky můžeme vidět, že hodnoty diferenčního zapojení se blíží velice výsledkům ideálním. Nediferenční výsledky nejsou už tak přesné, ale stále dostačující. Výsledky a jejich chyby jsou ovlivněny zaokrouhlováním hodnot při postupném počítání, parazitními vlastnostmi součástek, tolerancí součástek a také rozdílnými hodnotami na kladném a záporném výstupu součástek DACA a MOTA. Největší rozdíl kladného a záporného výstupu je na součástce MOTA.

Také lze z Grafu 7.1.1 pozorovat, že zvolené počáteční frekvence naše zapojení nedosahuje. To je způsobeno již výše způsobenými problémy.

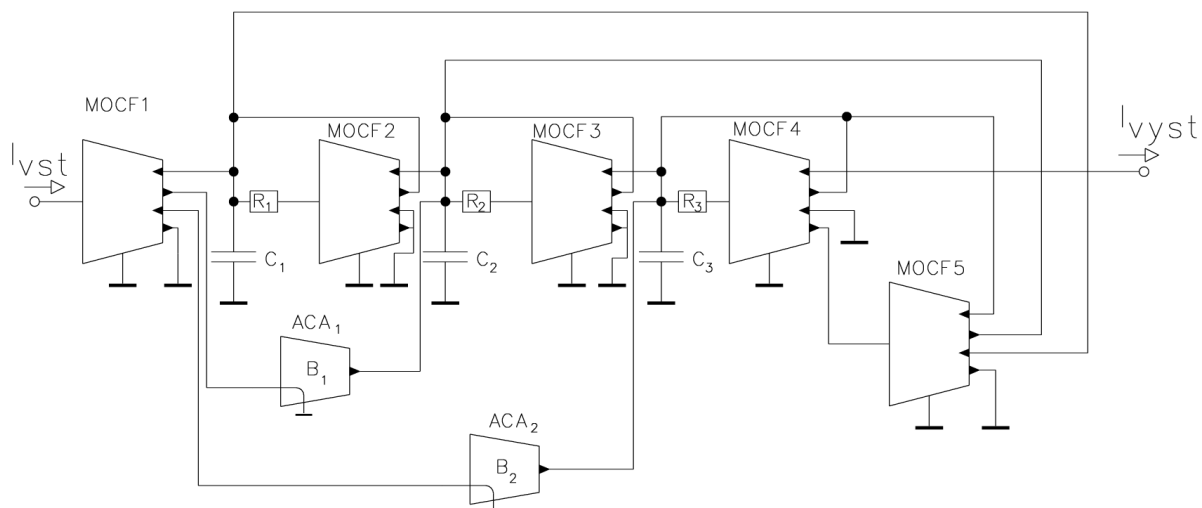


Graf 7.1.2: Porovnání fáze diferenčního a nediferenčního zapojení pro různé α

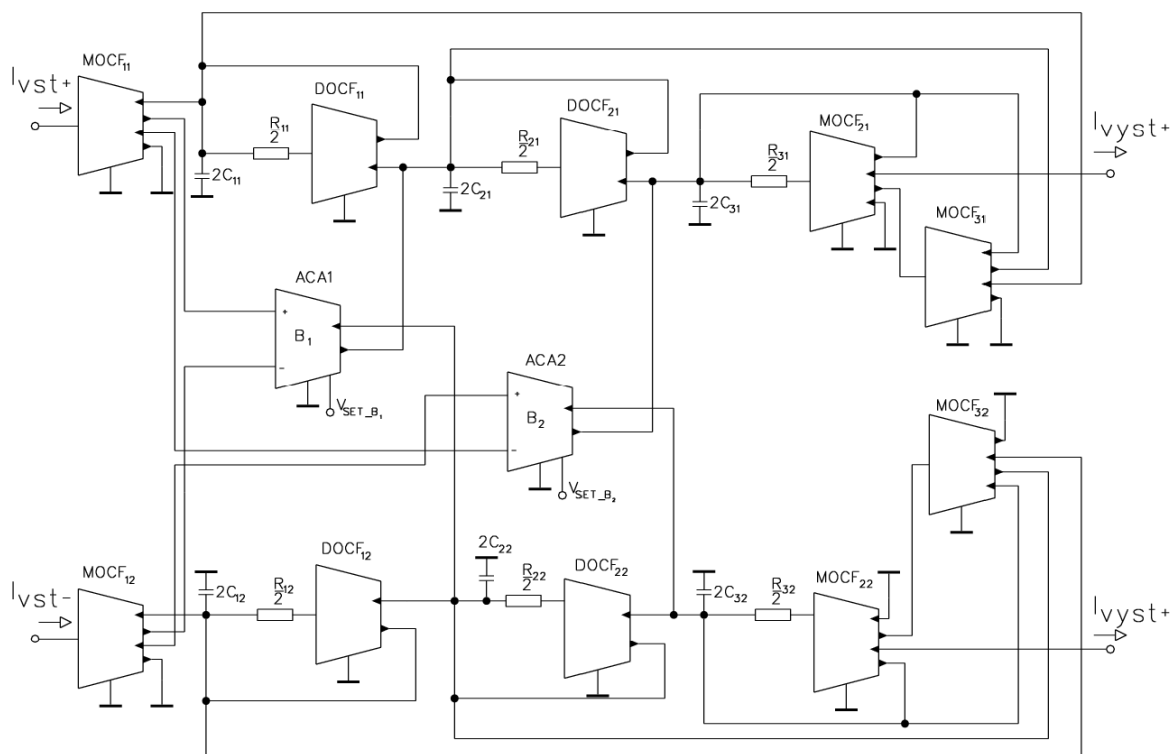
Na Grafu 7.1.2 lze vidět porovnání fází pro diferenční a nediferenční zapojení. Z grafu lze vypočítat, že se průběhy diferenčního a nediferenčního zapojení pro různé α sobě nerovnájí. To nejspíše způsobuje, to že v diferenčním zapojení je použito jak kladného tak záporného výstupu u součástek DACA a MOTA v mnoha více případech, než je tomu tak v nediferenčním zapojení.

7.2 Neceločíselný filtr typu dolní propust, za použití dvou proudových zesilovačů a pěti proudových sledovačů

Nediferenční podoba zapojení je zobrazena na Obrázku 7.3 a jeho diferenční podoba na Obrázku 7.4.



Obrázek 7.3: Nediferenční zapojení neceločíselného filtru typu dolní propust, za použití dvou součástek ACA a pěti proudových sledovačů [12]



Obrázek 7.4: Diferenční zapojení filtru z Obrázku 7.3

Přenosová rovnice je popsána rovnicí (7.3).

$$K_{LP}(p) = \frac{p^2 C_1 C_2 C_3 G_3 B_2 + p C_1 G_2 G_3 B_1 + G_1 G_2 G_3}{p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_1 C_2 G_3 + p C_1 G_2 G_3 + G_1 G_2 G_3} \quad (7.3)$$

Levá strana charakteristické rovnice CE je popsána rovnicí (7.4).

$$CE = p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_1 C_2 G_3 + p C_1 G_2 G_3 + G_1 G_2 G_3 \quad (7.4)$$

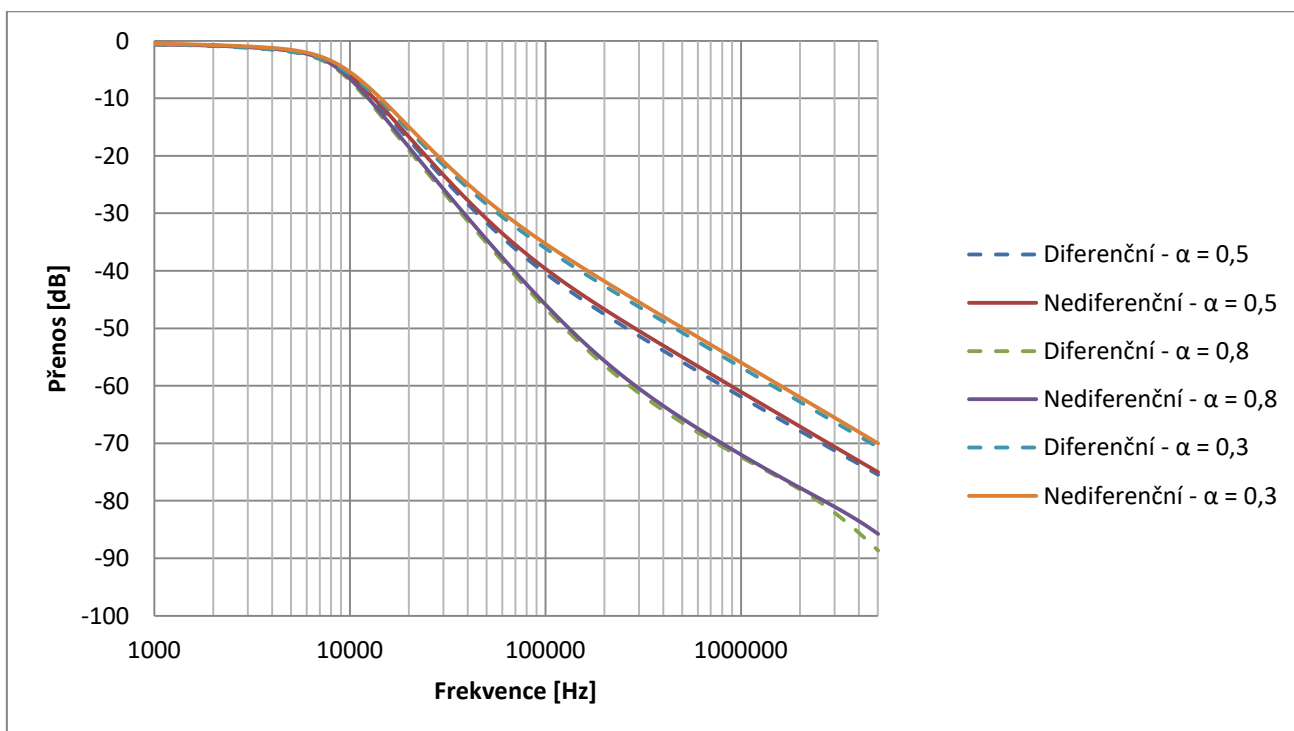
Hodnoty kondenzátoru byly nastaveny na $C_1 = 9,1 \text{ nF}$, $C_2 = 4,3 \text{ nF}$ a $C_3 = 4,3 \text{ nF}$. Počáteční frekvence byla nastavena na $f_0 = 10 \text{ kHz}$. Pomocí rovnic získaných z programu SNAP byly dopočítány hodnoty rezistorů pro tohle zapojení. Výsledné hodnoty rezistorů jsou popsány v Tab. 7.2.1. V tomto zapojení jsou hodnoty B_1 rovny hodnotám B_2 z Tab. 7.1 a hodnoty B_2 jsou rovny hodnotám B_1 z Tab. 7.1.

Tab. 7.2.1: Hodnoty rezistorů R_x pro všechny α

α [-]	0,3	0,5	0,8
$R_1[\Omega]$	6925	6042	4730
$R_2[\Omega]$	3543	3376	3144
$R_3[\Omega]$	1138	1361	1400

Pro přenosovou funkci dolní propusti prvního řádu platí, že útlum filtru je 20 dB/dec, pro přenosovou funkci dolní propusti druhého řádu platí, že útlum filtru je 40 dB/dec. V našem případě jelikož máme neceločíselný filtr, který je řádu 1,3, 1,5 a 1,8 by měl být teoretický útlum roven 26 dB/dec pro filtr řádu 1,3, pro filtr řádu 1,5 by měl být teoretický útlum 30 dB/dec a pro filtr řádu 1,8 by měl být teoretický útlum 36 dB/dec.

Jak je vidět na Grafu 7.2.1 přenosová charakteristika pro tento filtr se podobá teoretickým výsledkům.



Graf 7.2.1: Průběhy dolní propusti pro různé α

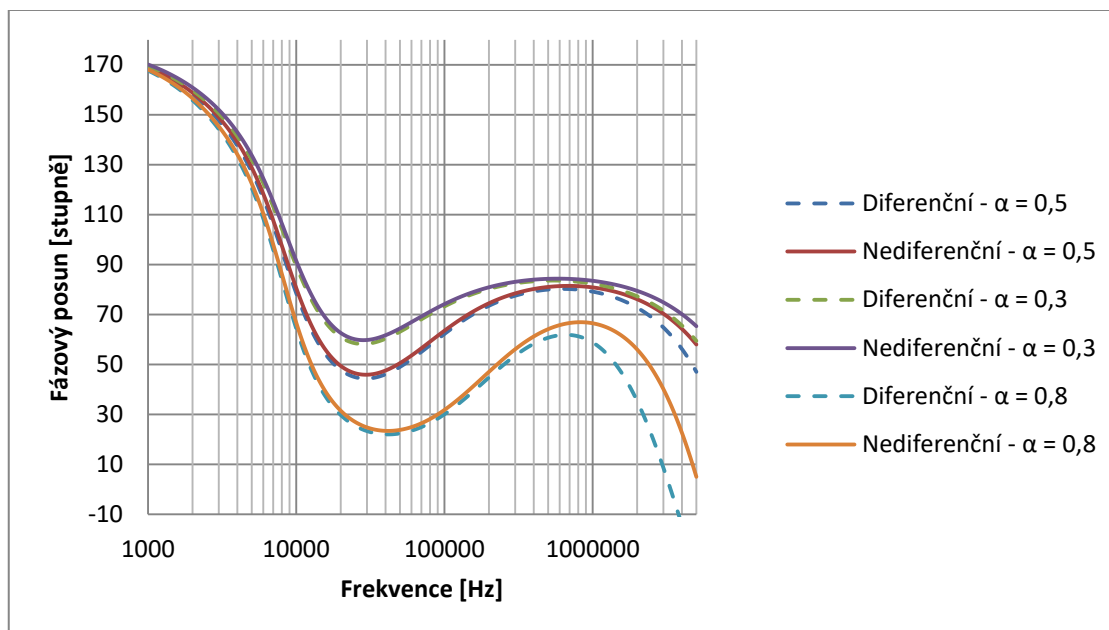
Z grafu lze vypořadovat, že průběh jak diferenčníhoh tak nediferenčníhoh zapojení vychází téměř stejnh. Výsledné hodnoty poklesu na dekádu jednotlivých α a jejich porovnání je v Tab. 7.2.2.

Tab. 7.2.2: Srovnání výsledků strmosti diferenčníhoh, nediferenčníhoh a ideálníhoh zapojení pro různá α

α [-]	0,3	0,5	0,8
Nediferenční [dB/dec]	26,97	30,33	37,42
Diferenční [dB/dec]	26,73	30,03	37,2
Ideální [dB/dec]	26	30	36

Z tabulky můžeme vidět, že hodnoty jak diferenčníhoh tak nediferenčníhoh zapojení jsou lehce vyšší při srovnávání výsledků poklesu na dekádu s teoretickými výsledky. Nejvíce se teoretickým hodnotám přibližuje diferenční zapojení pro řád filtru 1,5 a to téměř přesně. Nejhorší výsledky pak nastávají pro $\alpha = 0,8$, kde pro nediferenční zapojení je odchylka vyšší až o 1,42 dB/dec. Výsledky a jejich chyby jsou ovlivněny zaokrouhlováním hodnot při postupném počítání, parazitními vlastnostmi součástek, tolerancí součástek a také rozdílnými hodnotami na kladném a záporném výstupu součástek DACA. Také vidíme, že výsledný Grafu 7.2.1 má lepší průběh než Grafu 7.1.1. Což je způsobeno tím, že v tomto zapojení není zapojena součástka MOTA.

Také lze z Grafu 7.2.1 pozorovat, že zvolené počáteční frekvence naše zapojení nedosahuje. To je způsobeno již výše způsobenými problémy.

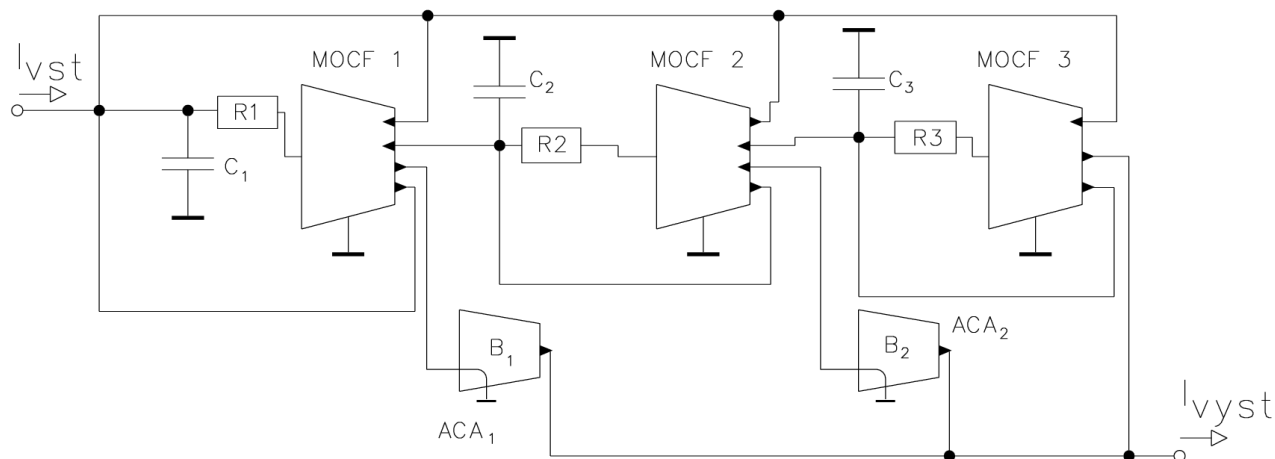


Graf 7.2.2: Porovnání fáze diferenčníhoh a nediferenčníhoh zapojení pro různá α

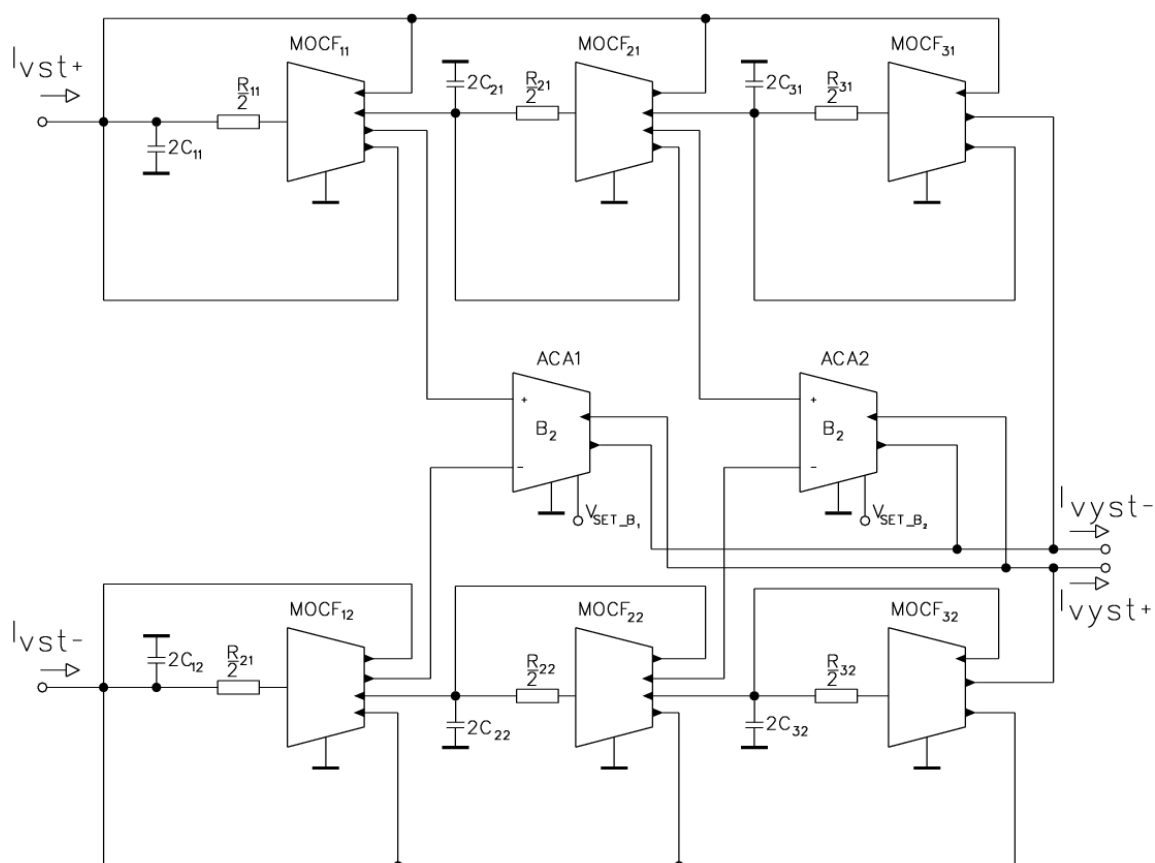
Na grafu 7.2.2 lze pozorovat porovnání fází diferenčníhoh a nediferenčníhoh zapojení pro různá α . Na tomto grafu lze vidět, že průběhy diferenčních a nediferenčních zapojení jsou si téměř rovny, větší rozdíl nastává až u frekvencí vyšších jako 1 MHz. To je způsobeno tím, že použité aktivní součástky nejsou vhodné pro tak vysoké frekvence.

7.3 Neceločíselný filtr typu dolní propust, za použití dvou proudových zesilovačů a tří proudových sledovačů

Nediferenční podoba zapojení je zobrazena na Obrázku 7.5 a jeho diferenční podoba na Obrázku 7.6.



Obrázek 7.5: Nediferenční zapojení neceločíselného filtru typu dolní propust, za použití dvou proudových zesilovačů a tří proudových sledovačů [2]



Obrázek 7.6: Diferenční zapojení filtru z Obrázku 7.5

Přenosová rovnice je popsána rovnicí (7.5).

$$K_{LP}(p) = \frac{p^2 C_2 C_3 G_1 B_1 + p C_3 G_1 G_2 B_2 + G_1 G_2 G_3}{p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_2 C_3 G_1 + p C_3 G_1 G_2 + G_1 G_2 G_3} \quad (7.5)$$

Levá strana charakteristické rovnice CE je popsána rovnicí (7.6).

$$CE = p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_2 C_3 G_1 + p C_3 G_1 G_2 + G_1 G_2 G_3 \quad (7.6)$$

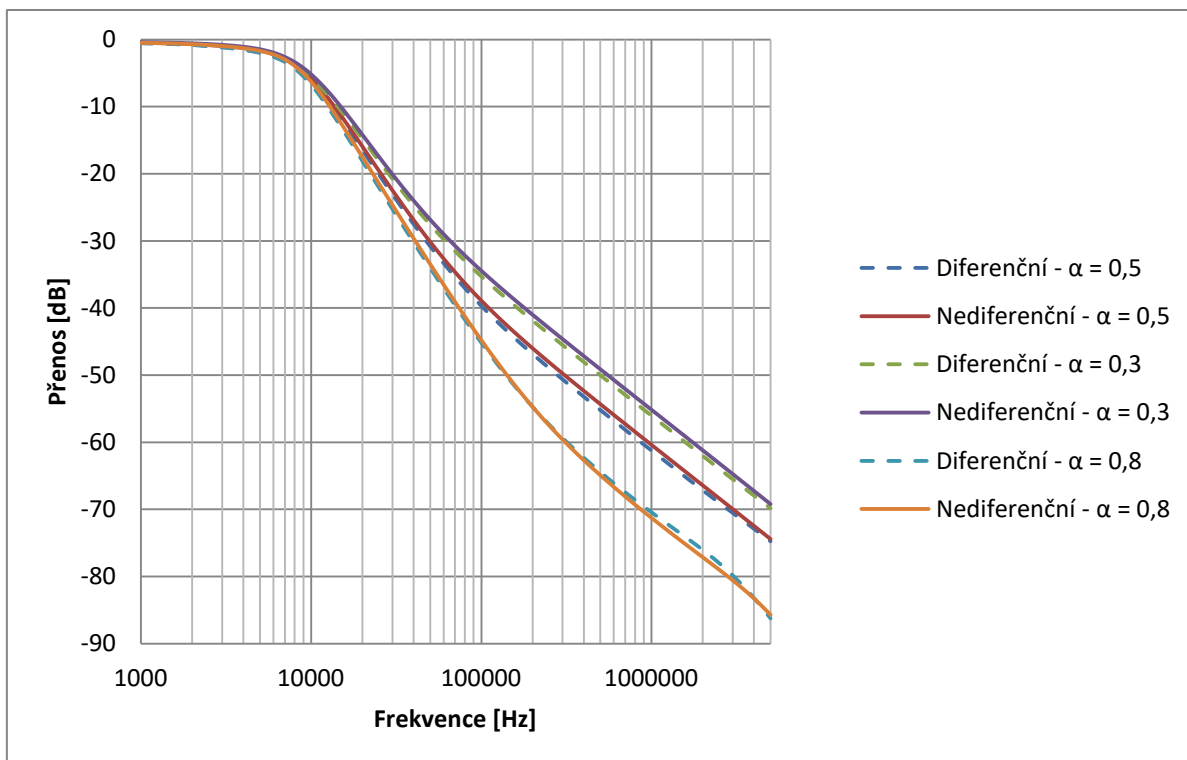
Pro toto zapojení byly hodnoty kondenzátoru zvoleny následovně $C_1 = 3,6$ nF, $C_2 = 3,6$ nF a $C_3 = 9,1$ nF. Počáteční frekvence byla nastavena na $f_0 = 10$ kHz. Hodnoty rezistorů pro všechny tři α byly dopočítány pomocí rovnic, které byly získány z programu SNAP. Hodnoty rezistorů jsou popsány v Tab. 7.3.1. Hodnoty zesílení B jsou popsány v Tab. 7.1 a to jak pro nediferenční tak pro diferenční zapojení.

Tab. 7.3.1: Hodnoty rezistorů R_x pro všechny α

α [-]	0,3	0,5	0,8
$R_1[\Omega]$	1378	1653	1684
$R_2[\Omega]$	4290	4101	3780
$R_3[\Omega]$	7024	6143	4761

Teoretická hodnota poklesu na dekádu pro $\alpha = 0,3$ je rovna 26 dB/dec, pro $\alpha = 0,5$ tato hodnota rovna 30 dB/dec a pro $\alpha = 0,8$ je rovna 36 dB/dec. To lze analogově odvodit z poznatku, že přenosová funkce dolní propusti prvního řádu má pokles na dekádu 20 dB/dec a přenosová funkce dolní propusti druhého řádu má pokles na dekádu 40 dB/dec.

Jak je vidět na Grafu 7.3.1 přenosová charakteristika pro tento filtr se podobá teoretickým výsledkům.



Graf 7.3.1: Průběhy dolní propusti pro různé α

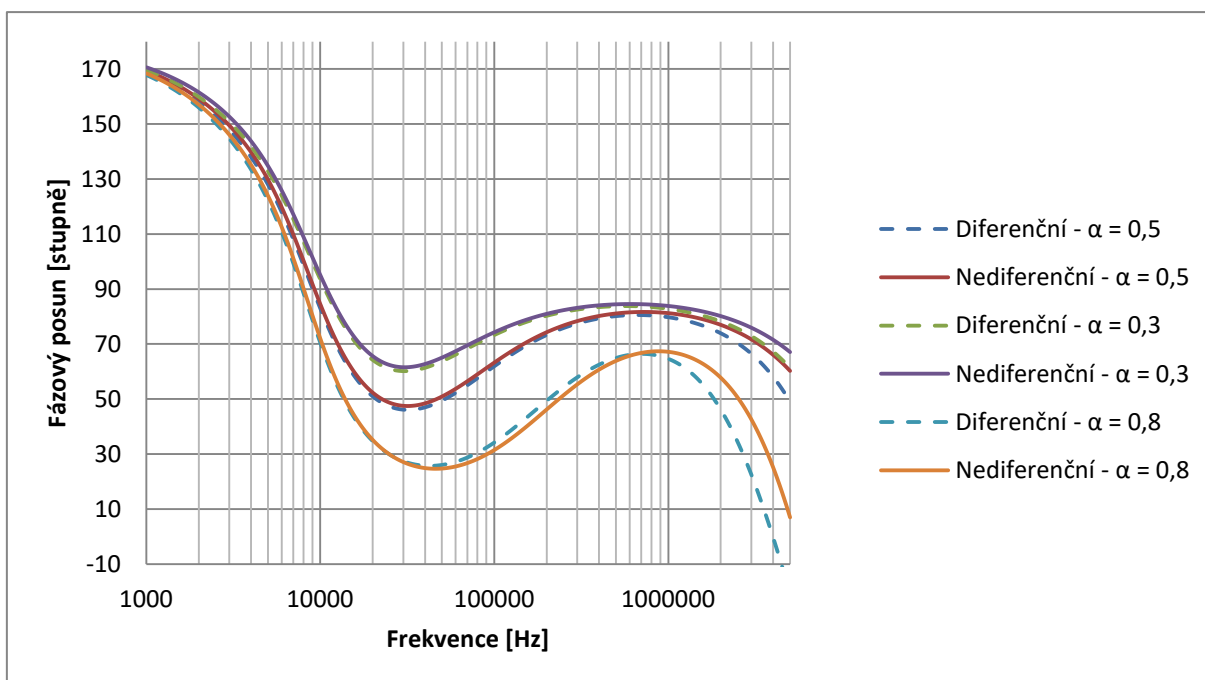
Z Grafu 7.3.1 lze vypožorovat, že průběh jak diferenčního tak nediferenčního zapojení vychází téměř stejně. Diferenční zapojení se více blíží k teoretickým hodnotám. Což potvrzuje teoretické předpoklady. Výsledné hodnoty poklesu na dekádu jednotlivých α a jejich porovnání je v Tab. 7.3.2.

Tab. 7.3.2: Srovnání výsledků strmosti diferenčního, nediferenčního a ideálního zapojení pro různá α

α [-]	0,3	0,5	0,8
Nediferenční [dB/dec]	26,7	29,92	36,5
Diferenční [dB/dec]	26,96	30,24	37,1
Ideální [dB/dec]	26	30	36

Pokles na dekádu je pro diferenční a nediferenční zapojení větší ve srovnání s výsledky teoretickými, kromě nediferenčního zapojení pro $\alpha = 0,5$. Tyto hodnoty jsou jen lehce vyšší. Nejblíže k ideálním hodnotám je $\alpha = 0,5$. Nejhorší výsledky pak nastávají pro $\alpha = 0,8$, kde u diferenčního zapojení dosahuje odchylka od teoretických hodnot 1,1 dB/dec. Výsledky a jejich chyby jsou ovlivněny zaokrouhlováním hodnot při postupném počítání, parazitními vlastnostmi součástek, tolerancí součástek a také rozdílnými hodnotami na kladném a záporném výstupu součástek.

Také lze z Grafu 7.3.1 pozorovat, že zvolené počáteční frekvence naše zapojení nedosahuje. To je způsobeno již výše způsobenými problémy.



Graf 7.3.2: Porovnání fáze diferenčního a nediferenčního zapojení pro různé α

Na Grafu 7.3.2 lze vidět, porovnání fází diferenčního a nediferenčního zapojení pro různé α . Jak lze z grafu vidět, průběhy diferenčního a nediferenčního zapojení, jsou po většinu času téměř stejné, větší rozdíl opět nastává při vyšších frekvencích, jak již bylo popsáno v kapitole 7.2. Ale v tomto případě jsou si průběhy více rovny.

8 Praktická realizace neceločíselného diferenčního filtru

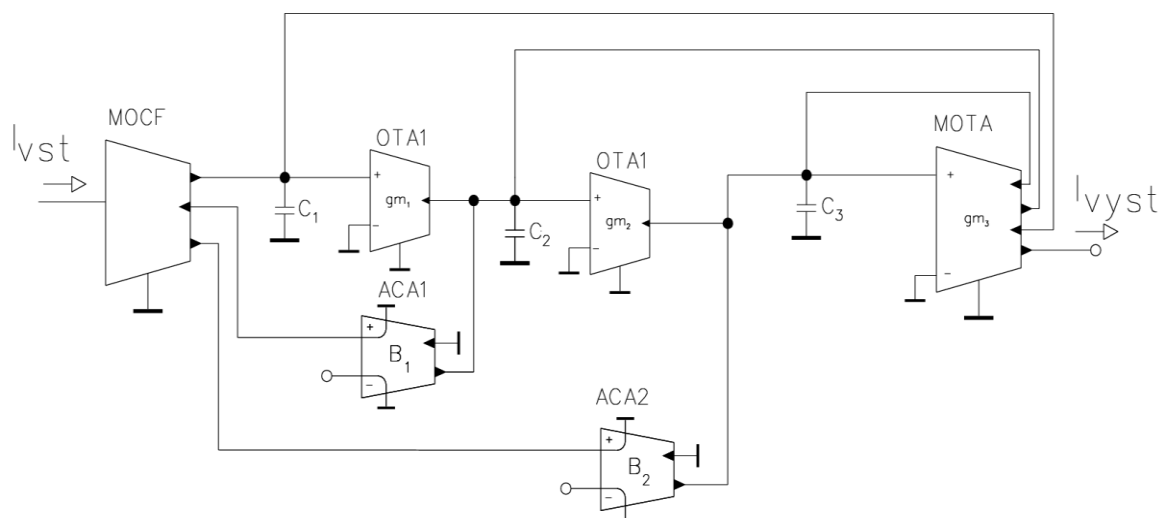
V této kapitole se budeme zabývat návrhem reálné podoby neceločíselného diferenčního filtru, provedením měření jeho reálné podoby a nakonec porovnáním výsledků měření s nediferenční reálnou podobou filtru a s výsledky počítačových simulací diferenční podoby filtru.

K praktické realizaci neceločíselného diferenčního filtru byl vybrán filtr z dizertační práce Ing. Lukáše Langhammera PhD. [14] z kapitoly 7.2. Druhým filtrem k praktické realizaci byl vybrán neceločíselný diferenční filtr z kapitoly 7.1 této diplomové práce. V následujících podkapitolách budou tyto dva filtry více představeny a také bude popsán jejich převod a výsledná podoba na desce plošných spojů.

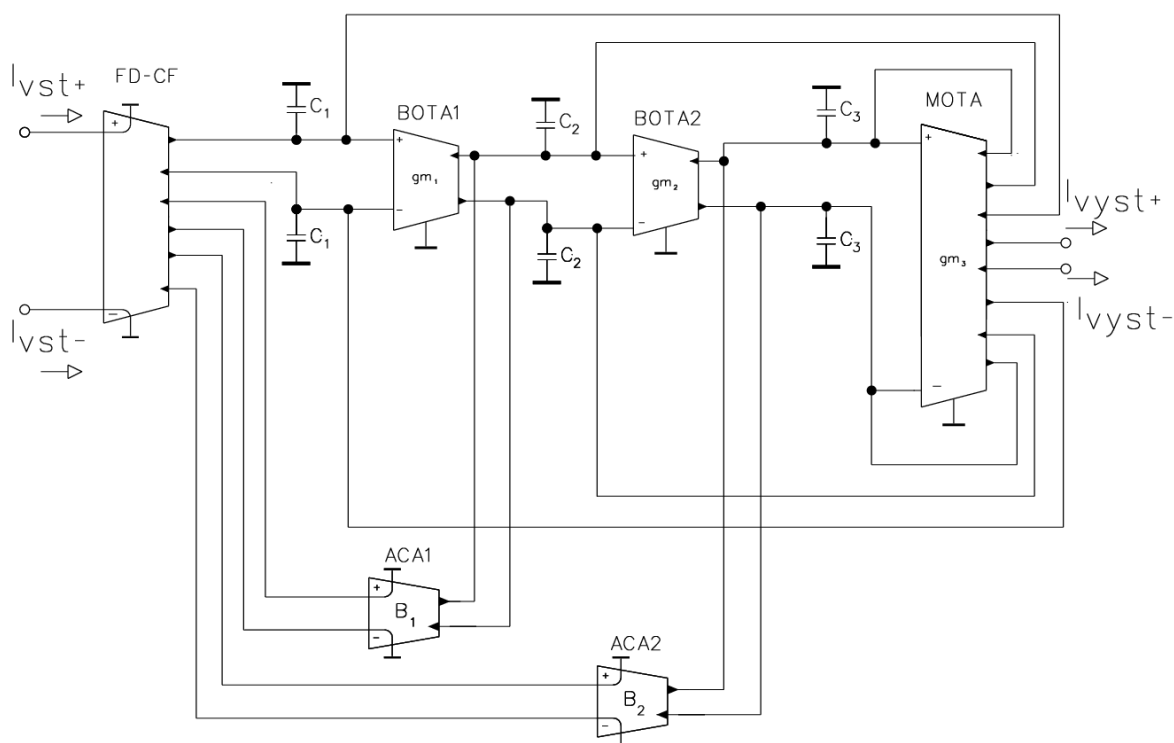
8.1 Praktický návrh neceločíselného diferenčního filtru

8.1.1 Praktický návrh neceločíselného diferenčního filtru za použití jednoho plně diferenčního sledovače, dvou proudových zesilovačů a tří transkonduktačních zesilovačů [14]

Nediferenční podoba filtru je zobrazena na Obrázku 8.1 a jeho diferenční podoba na Obrázku 8.2.



Obrázek 8.1: Nediferenční zapojení neceločíselného filtru za použití jednoho MO-CF, tří prvků BOTA/MOTA a dvou prvků ACA [14]



Obrázek 8.2: Diferenční zapojení neceločíselného filtru za použití jednoho FD-CF, tří prvků BOTA/MOTA a dvou prvků ACA [14]

Přenosová rovnice filtru je popsána rovnicí (8.1).

$$K_{LP}(p) = \frac{p^2 C_1 C_2 g_{m3} B_2 + p C_1 g_{m2} g_{m3} B_1 + g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_1 C_2 g_{m3} + p C_1 g_{m2} g_{m3} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}} \quad (8.1)$$

Levá strana charakteristické rovnice filtru CE je popsána rovnicí (8.2).

$$CE = p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_1 C_2 g_{m3} + p C_1 g_{m2} g_{m3} + g_{m1} g_{m2} g_{m3} \quad (8.2)$$

Praktický návrh filtru byl proveden pomocí programu EAGLE. Prvním krokem praktického návrhu bylo převedení schematické podoby zapojení z obrázku 8.2 na schematickou podobu v programu EAGLE, která je vyobrazena v příloze A na Obrázku A.1. V následujícím kroku již probíhalo finální formování DPS (deska plošných spojů) v programu EAGLE, kdy se musely rozmístit na DPS veškeré součástky a podle dříve vytvořené schematické podoby je správně propojit a uzemnit. Následně se nechal takto vytvořený návrh DPS zhotovit v laboratořích VUT (Vysoké Učení Technické) a posledním krokem tvorby DPS bylo pak pájení veškerých součástek na jejich určené místo na DPS. Výsledná podoba DPS je zobrazena v příloze A na Obrázku A.2, A.3, A.4 a A.5.

Diferenční podoba filtru je jak již jde vidět z porovnání schematického zapojení na Obrázku 8.1 a Obrázku 8.2 mnohem složitější. Největší problém při praktické realizaci filtru pak nastává u plně diferenčního sledovače FD-CF a transkonduktačního zesilovače MOTA a to díky tomu, že oba tyto prvky využívají příliš mnoho výstupů. Plně diferenční sledovač je při

praktické realizaci řešení pomocí externí ACA, která má nastaveno zesílení B na 0,5. Protože prvek ACA má v praktické realizaci pouze čtyři výstupy a je jich potřeba šest, musí se výstupy ACA rozšířit. Toho je dosaženo na DPS využitím dvou univerzálních proudových konveju UCC, které na DPS přebírají úlohu prvků $BOTA_1$ a $BOTA_2$, přesněji řečeno pomocí proudových konveju druhé generace CCII +/-, které každý UCC obsahuje. V každém UCC je CCII +/- obsažen jednou, proto je potřeba k získání dalších dvou výstupů prvku FD-CF použít dvě UCC. Oba tyto proudové konveje druhé generace jsou zapojeny jako proudové sledovače.

Druhý problémový prvek čímž je transkonduktační zesilovač MOTA je pak řešen na DPS pomocí dalších dvou UCC. Jak již bylo popsáno v kapitole 5.1, transkonduktační zesilovač lze realizovat pomocí správného zapojení UCC. UCC při praktické realizaci obsahuje čtyři výstupy a jak lze vidět na Obrázku 8.2 je potřeba osm výstupů. Toho je na DPS dosaženo pomocí dvou UCC, kdy první UCC je realizováno jako transkonduktační zesilovač plus proudový konvektor druhé generace, který je zapojen jako proudový sledovač, sloužící k rozšíření výstupu transkonduktačního zesilovače. Druhé UCC je pak zapojeno opět jako proudový sledovač, který zajišťuje chybějící výstupy prvku MOTA.

Zbývající dva aktivní prvky jsou prvky ACA_1 a ACA_2 . ACA_1 je na DPS řešena pomocí externí ACA a ACA_2 je řešena pomocí dvou prvků EL2082.

8.1.2 Praktický návrh neceločíselného diferenčního filtru za použití tří proudových zesilovačů a tří transkonduktačních zesilovačů

Nediferenční i diferenční podoba filtru je zobrazena v kapitole 7.1 na obrázku 7.1 a obrázku 7.2. Jeho charakteristická rovnice je rovněž popsána v kapitole 7.1.

Při praktickém návrhu filtru byl použit stejný postup, jako při návrhu filtru z předchozí kapitoly 8.1.1.

Při realizaci diferenční podoby nastal opět problém s jeho složitostí. Diferenční podoba prvků MOTA2 obsahuje více výstupů, než obsahuje univerzální konvektor UCC. Rozšíření výstupů prvku MOTA2 bylo dosaženo pomocí proudového konveju druhé generace CCII +/-, které jsou obsaženy v univerzálním proudovém konveju UCC, které tvoří prvky MOTA₂ a MOTA₃. Proudové konveje druhé generace jsou zapojeny jako proudové sledovače. Jak již bylo napsáno prvky MOTA₂ a MOTA₃ jsou na DPS tvořeny pomocí konveju UCC, stejně tak je tvořen i prvek MOTA₁. Prvky ACA_1 a ACA_2 jsou externě zapojeny a na DPS jsou připojeny pomocí jumperu 2x3. Poslední aktivní prvek ACA_3 je na DPS tvořena pomocí dvou prvků EL2082.

Výsledné schematické zapojení filtru lze vidět v příloze A na Obrázku A.6, výsledná podoba desky plošných spojů tohoto filtru lze pak vidět na Obrázku A.7, A.8, A.9 a A.10.

Tento filtr se však nepodařilo experimentálně odměřit. Tento nezdar byl nejspíše způsoben chybou na DPS nebo chybou způsobenou při návrhu DPS, avšak i přes důkladnou kontrolu DPS i návrhu DPS se chybu nepodařilo odhalit.

8.2 Praktické měření neceločíselného diferenčního filtru

Měření neceločíselného diferenčního filtru bylo provedeno v laboratořích VUT. K měření bylo použito následujících přístrojů, analyzátor Agilent 4395A jako generátor harmonického signálu a měřič signálového přenosu, dále byly použity tři generátory napětí Agilent E3631A, které sloužily k nastavení zesílení prvků FD-CF, ACA_1 a ACA_2 . Zesílení FD-CF bylo pro celé měření konstantní a bylo 0,5. Zesílení prvků ACA_1 a ACA_2 tedy B_1 a B_2 jsou pak popsány v Tab. 8.1. K napájení prvků EI2082 byl použit generátor Agilent E3630A s nastaveným napětím ± 5 V a k napájení všech UCC byl použit generátor napětí Agilent E3631A s nastaveným napětím $\pm 1,65$ V. Naměřené hodnoty pomocí analyzátoru Agilent 4395A byly pak převáděny do počítače pomocí sběrnice GPIB.

Nediferenční podoba tohoto filtru byla změřena již dříve. Naměřené hodnoty neceločíselného nediferenčního filtru byly přebrány od vedoucího této diplomové práce Ing. Lukáše Langhammera PhD..

Počítačové simulace byly provedeny v programu OrCad, a to jak pro diferenční tak nediferenční zapojení, za pomoci tranzistorových podob aktivních prvků, které jsou v zapojeních použity. Více informací k nastavení aktivních prvků a počítačovým simulacím již bylo řečeno na počátku kapitoly 7.

Jak již bylo popsáno v kapitole 7, je transkonduktance g_m u počítačových simulací nastavena pomocí řídicího proudu. Při praktické realizaci filtru je transkonduktance g_m pak nastavena pomocí rezistorů připojených na jedné straně k proudovému vstupu univerzálního konveju a na druhé straně je rezistor uzemněn. Hodnoty transkonduktance g_m i hodnoty použitých rezistorů pro jednotlivé řády $\alpha = [0,3; 0,5; 0,7]$ a pro posun počáteční frekvence $f_0 = [50; 100; 200]$ kHz jsou popsány v Tab. 8.2.1.

Hodnoty kondenzátorů na DPS byly $C_1 = 820$ pF, $C_2 = C_3 = 560$ pF. Veškeré hodnoty použity při praktickém měření a to jak pro aktivní, tak pasivní prvky jsou popsány v Tab. 8.2.1.

Byly provedeny dva druhy měření. Při jednom z nich se měnil řád neceločíselného filtru a to pomocí změny transkonduktance g_m prvků $BOTA_1$, $BOTA_2$ a MOTA a změnou zesílení B prvků ACA_1 a ACA_2 . Změna řádu filtru byla měřena pro hodnoty $\alpha = [0,3; 0,5; 0,7]$. Při tomhle měření byla počáteční frekvence nastavena na $f_0 = 100$ kHz.

Při druhém měření byl nastaven řád filtru na $\alpha = 1,5$ a měřil se posun počáteční frekvence. Posun počáteční frekvence byl měněn pomocí změny transkonduktance g_m prvků $BOTA_1$, $BOTA_2$ a MOTA. Změna počáteční frekvence byla měřena pro $f_0 = [50; 100; 200]$ kHz.

Tab. 8.2.1: Tabulka hodnot pasivních a aktivních prvků použitých při praktickém měření neceločíselného diferenčního filtru

$\alpha[-]$	0,3	0,5	0,7
$f_0[\text{kHz}]$	100		
$C_1[\text{pF}]$	820		
$C_2 = C_3[\text{pF}]$	560		
$g_{m1}[\mu\text{S}]$	266	294	348
$g_{m2}[\mu\text{S}]$	740	740	834
$g_{m3}[\mu\text{S}]$	2362	1818	1818
$R_{mot1}[\Omega]$	7k5 7k5	6k8 6k8	4k7 7K5
$R_{mot2}[\Omega]$	2k7 2k7	2k7 2k7	2k4 2k4
$R_{mot3}[\Omega]$	430	1k1 1k1	1k1 1k1
$B_1[-]$	0,35	0,305	0,25
$B_2[-]$	0,058	0,035	0,016
$\alpha[-]$	0,5		
$f_0[\text{kHz}]$	50	100	200
$C_1[\text{pF}]$	820		
$C_2 = C_3[\text{pF}]$	560		
$g_{m1}[\mu\text{S}]$	147	294	588
$g_{m2}[\mu\text{S}]$	370	740	1480
$g_{m3}[\mu\text{S}]$	909	1818	3636
$R_{mot1}[\Omega]$	6k8	6k8 6k8	1k7
$R_{mot2}[\Omega]$	2k7	2k7 2k7	2k7 2k7 2k7 2k7
$R_{mot3}[\Omega]$	1k1	1k1 1k1	1k1 1k1 1k1 1k1
$B_1[-]$	0,305		
$B_2[-]$	0,035		

8.3 Porovnání výsledků měření

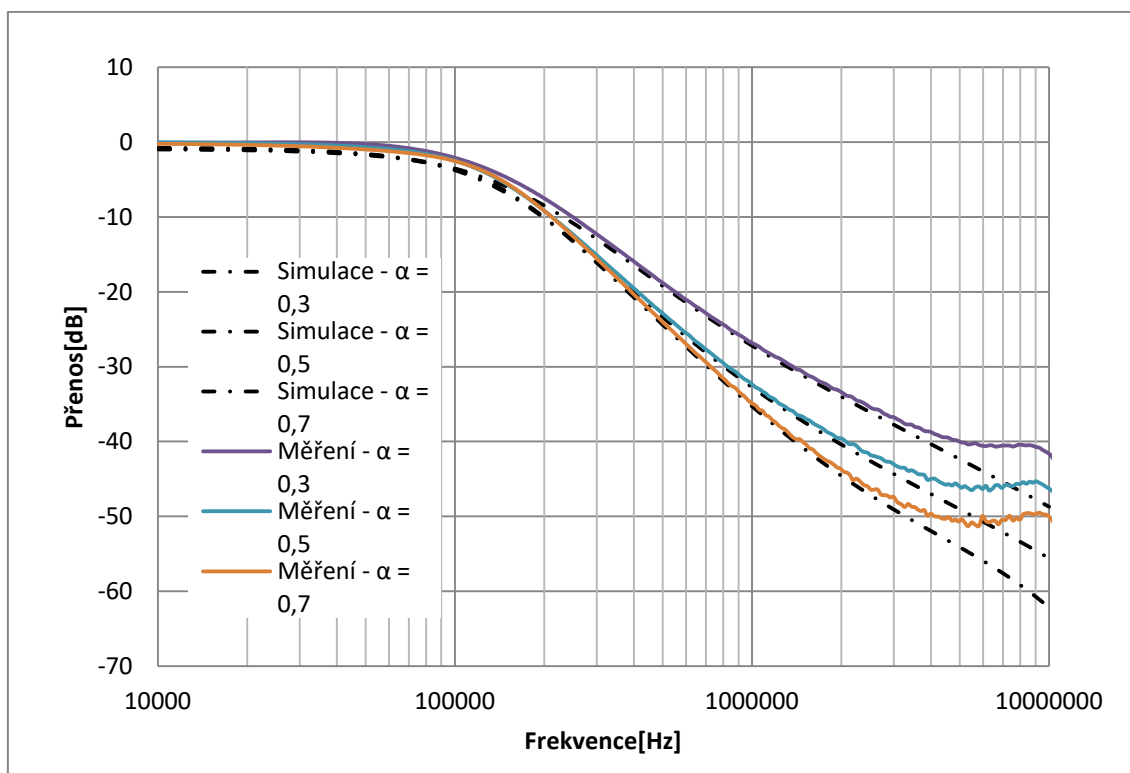
V této kapitole blíže rozebírá výsledky neceločíselného kmitočtového filtru [14], blíže schematicky popsáno v kapitole 8.1.

Tento filtr vykonává funkci dolní propusti, z čehož vyplývá, že na všech následujících grafech můžeme očekávat charakteristický průběh pro dolní propust.

Byly provedeny dva druhy měření. První měření se zabývá změnou neceločíselného řádu filtru, tedy změnou α v mocnině $p^{n+\alpha}$. A druhý typ měření se věnuje změně počáteční frekvence kmitočtového filtru, tedy změně f_0 .

Výsledky jsou porovnávány vždy ve třech grafech pro jeden typ měření. První z těchto grafů nabízí porovnání výsledku praktického měření nediferenčního zapojení s výsledky počítačových simulací nediferenčního zapojení. Druhý graf pak porovnává výsledky praktického měření diferenčního zapojení s výsledky počítačových simulací diferenčního zapojení a poslední graf porovnává výsledky praktického měření nediferenčního zapojení s výsledky praktického měření diferenčního zapojení.

K vypočtení zesílení B a transkonduktancí g_m byla použita první aproximace, která je blíže popsána rovnicemi 6.8 až 6.10 v kapitole 6.2.1. První aproximace nabízí lepší přiblížení teoretickým hodnotám jako druhá aproximace. U druhé aproximace by měly být výsledky menší o 2 dB/dec vůči teoretickým.



Graf 8.3.1: Průběh dolní propusti pro různá α

V Grafu 8.3.1 můžeme pozorovat změnu neceločíselného řádu filtru pro prakticky realizované nediferenční zapojení a počítačovou simulaci nediferenčního zapojení. Jak z grafu lze vypožorovat změna nastala pro tři řády a to pro $\alpha = 0,3$, $\alpha = 0,5$ a $\alpha = 0,7$ při neměnné počáteční frekvenci $f_0 = 100$ kHz.

Z grafu lze také vypožorovat, že jsou si oba průběhy velice podobné, největší rozdíly nastávají na začátku grafu při nízkých frekvencích a naopak při vysokých frekvencích. Při nízkých frekvencích lze vidět, že pro počítačovou simulaci není počátek v 0 dB, jak by měl být, ale je o něco nižší a pohybuje se kolem -0,8 dB. Naopak při vysokých frekvencích, které jsou vyšší jak $f = 15$ MHz, prakticky realizovaný filtr již není schopný, tyto frekvence zcela utlumit.

Z grafů jsou také patrné vlastnosti filtru neceločíselného řádu. Přechod mezi nepropustným a propustným pásmem má Butterworthovu charakteristiku.

Podle teoretických hodnot by měl filtr dosahovat pro tyto řády útlumu 26 dB/dec, 30 dB/dec a 34 dB/dec. V Tab. 8.3.1 máme porovnání strmosti útlumu pro jednotlivé

neceločíselné řády filtru. V případě řádu 1,3 jsou blíže teoretickým hodnotám hodnoty naměřené u prakticky realizovaného filtru. Pro řád filtru 1,5 jsou výsledky počítačové simulace bližší teoretickým hodnotám a pro řád 1,7 jsou výsledky praktické realizace a počítačové simulace srovnatelné. Pro všechny tři řády jak pro praktickou realizaci, tak pro počítačovou simulaci se výsledky blíží teoretickým hodnotám, s nejvyšší odchylkou 0,5 dB/dec.

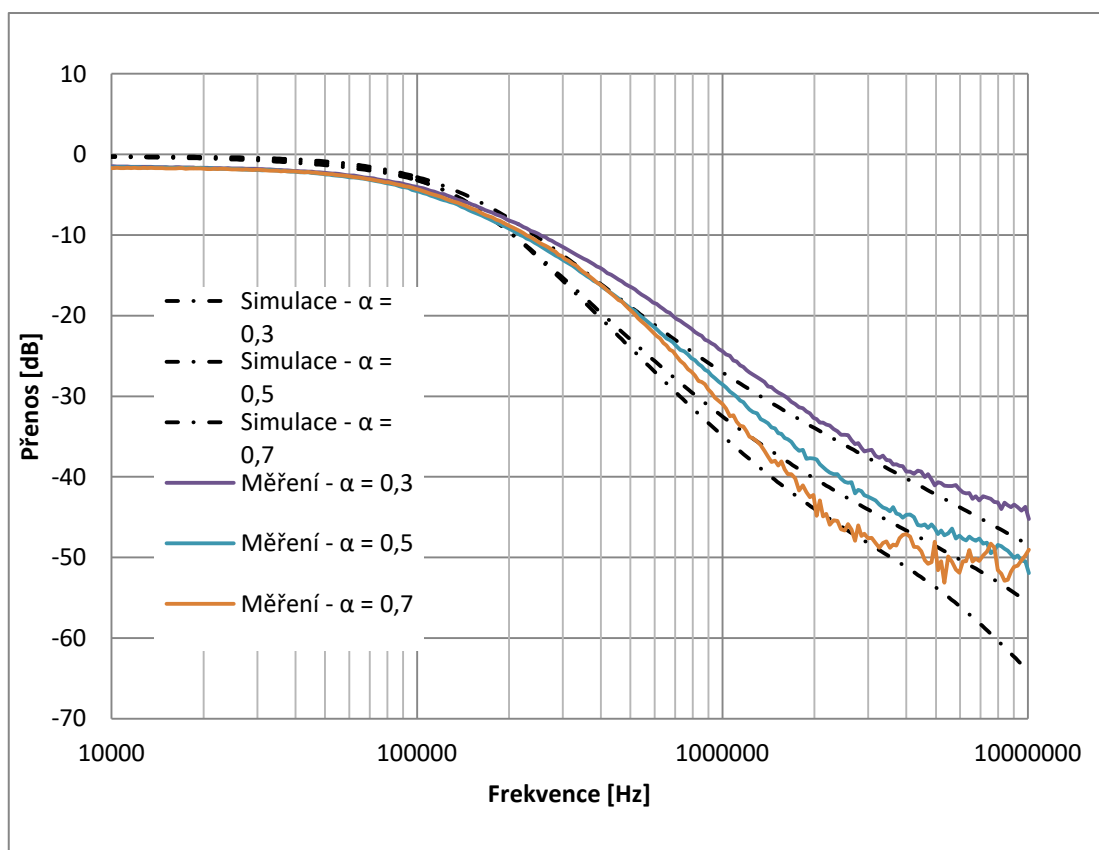
Tab. 8.3.1: Porovnání strmosti útlumu pro různá α

$\alpha[-]$	0,3	0,5	0,7
$f_0[\text{kHz}]$	100		
Simulace [dB/dec]	25,51	30,18	34,49
Prakt. real. [dB/dec]	25,97	30,46	34,43
Teoretické [dB/dec]	26	30	34

V Grafu 8.3.2 můžeme pozorovat změnu neceločíselného řádu pro prakticky realizované diferenční zapojení a počítačovou simulaci diferenčního zapojení. Tak jako v předchozím případě nastává změna řádu pro tři neceločíselné řády a to pro $\alpha = 0,3$, $\alpha = 0,5$ a $\alpha = 0,7$. Počáteční frekvence je opět nastavena na $f_0 = 100$ kHz.

Z grafu je na první pohled jasně patrné, že si průběhy nejsou tak podobné jako v předchozím případě. Průběh praktické realizace filtru začíná na nízkých frekvencích s útlumem kolem -1,5 dB. V propustném pásmu je očekávaná hodnota útlumu 0dB. Hodnota útlumu počítačové simulace v propustném pásmu je téměř rovna nule. Ale největší rozdíl pro oba průběhy nastává ve strmosti průběhu po přechodu do nepropustného pásma. Kdy lze vidět, že průběh praktické realizace filtru klesá s nižší strmostí, jako průběh počítačové simulace. To mohou způsobovat parazitní vlastnosti pasivních prvků reálného zapojení nebo také jeho celková složitost. U vyšších frekvencí můžeme pak sledovat, že se strmost průběhu praktické realizace diferenčního zapojení již více přibližuje průběhu počítačové simulace.

Z grafu lze taky vypožorovat, že filtr má vlastnosti neceločíselného filtru a to jak praktická realizace, tak i počítačová simulace.

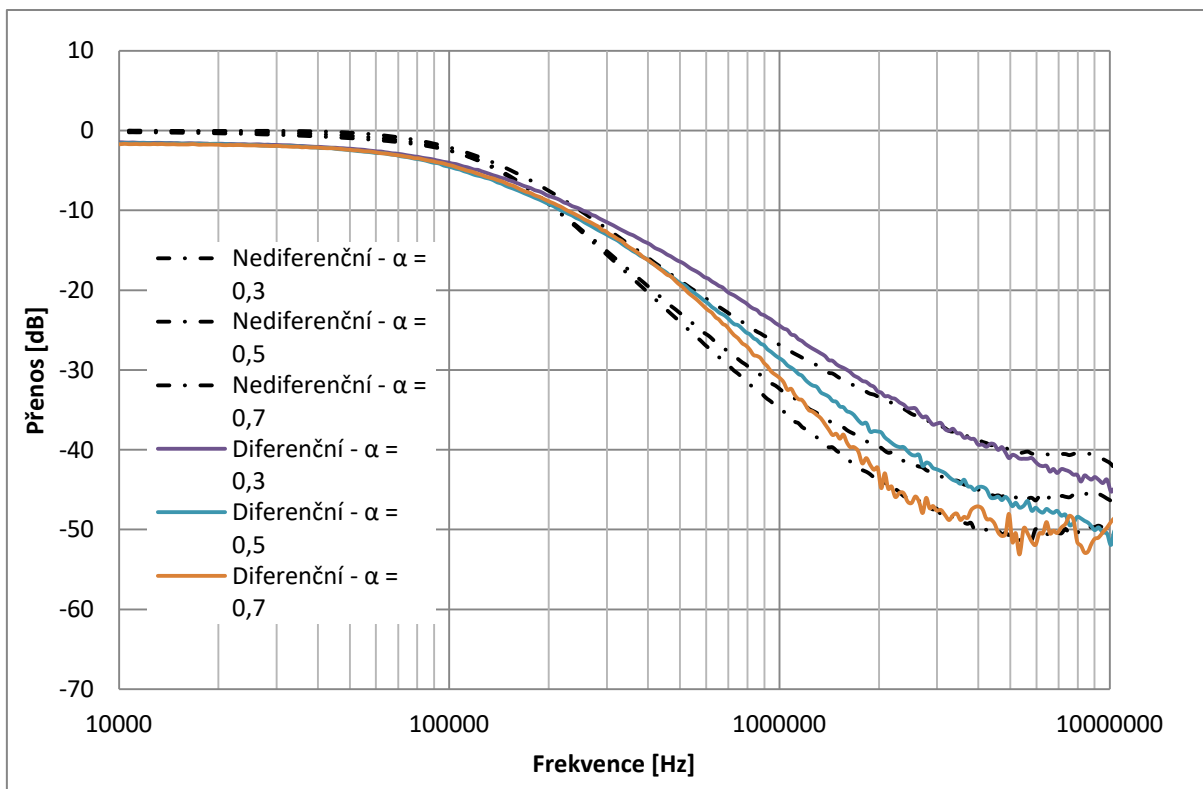


Graf 8.3.2: Průběh dolní propusti pro různá α

Filtr by měl dosahovat podle teoretických předpokladů pro jednotlivé řády útlumu 26 dB/dec, 30 dB/dec a 34 dB/dec. V Tab. 8.3.2 můžeme pozorovat strmost útlumu pro jednotlivé řády neceločíselného filtru. Pro řád filtru 1,3 jsou hodnoty počítačových simulací téměř rovny těm teoretickým, hodnoty prakticky realizovaného filtru jsou pak o 0,7 dB/dec nižší než hodnoty teoretické. Pro řád filtru 1,5 jsou hodnoty počítačových simulací o 0,5 dB/dec vyšší a pro prakticky realizovaný filtr zase o 0,5 dB/dec nižší než teoretické hodnoty. Pro řád filtru 1,7 jsou pak hodnoty pro počítačovou simulaci o 0,3 dB/dec vyšší a pro praktickou realizaci filtru o 1 dB/dec vyšší než teoretické hodnoty.

Tab. 8.3.2: Porovnání strmosti útlumu pro různá α

$\alpha[-]$	0,3	0,5	0,7
$f_0[\text{kHz}]$	100		
Simulace [dB/dec]	25,98	30,56	34,30
Prakt. real. [dB/dec]	25,33	29,49	35,04
Teoretické [dB/dec]	26	30	34



Graf 8.3.3: Průběh dolní propusti pro různá α

V Grafu 8.3.3 můžeme pozorovat změnu neceločíselného řádu pro prakticky realizované diferenční zapojení a prakticky realizovaného nediferenčního zapojení. Tak jako v předchozích dvou případech nastává změna řádu pro tři neceločíselné řády a to pro $\alpha = 0,3$, $\alpha = 0,5$ a $\alpha = 0,7$. Počáteční frekvence je opět nastavena na $f_0 = 100$ kHz.

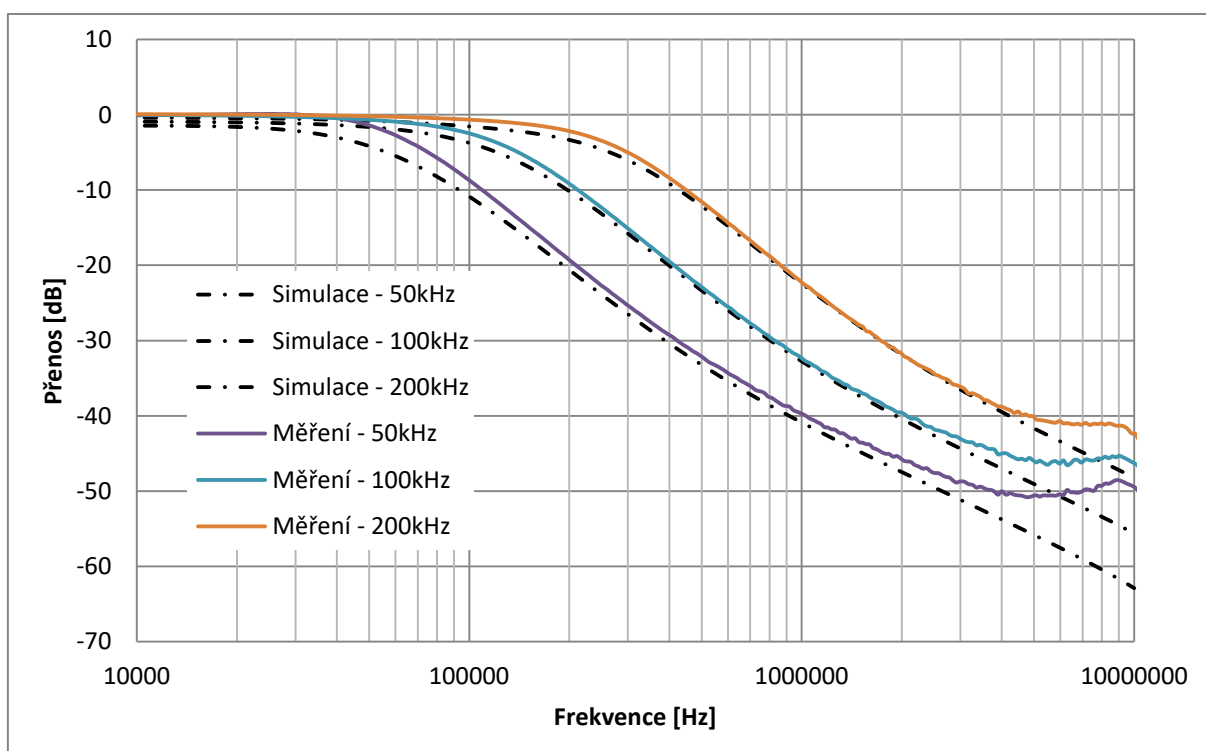
Graf je velice podobný Grafu 8.3.2. Průběh praktické realizace filtru začíná na nízkých frekvencích s útlumem kolem -1,5 dB. V propustném pásmu je očekávaná hodnota útlumu 0 dB. Hodnota útlumu počítačové simulace v propustném pásmu o malé desetiny přesahuje hranici 0 dB, proto je rozdíl mezi průběhem nediferenčního a diferenčního reálného zapojení na počátku grafu více razantní než v případě Grafu 8.3.2. Největší rozdíl zde opět nastává při přechodu z propustného pásma do nepropustného a to ve strmosti průběhu. Lze vidět, že průběh diferenčního zapojení klesá s nižší strmostí, jako průběh nediferenčního zapojení. Rozdíl strmosti mezi průběhy je nižší než při počítačové simulaci diferenčního zapojení a praktické realizaci diferenčního zapojení. U vyšších frekvencí můžeme pak sledovat, že se strmost průběhu diferenčního zapojení již více přibližuje průběhu nediferenčního zapojení.

Z grafu lze taky vypožorovat, že filtr má vlastnosti neceločíselného filtru a to jak pro diferenční zapojení, tak i pro nediferenční zapojení.

Filtr by měl dosahovat podle teoretických předpokladů pro jednotlivé řády útlumu 26 dB/dec, 30 dB/dec a 34 dB/dec. V Tab. 8.3.3 můžeme pozorovat strmost útlumu pro jednotlivé řády neceločíselného filtru. Pro řád filtru 1,3 jsou hodnoty nediferenčního zapojení téměř rovny 26 dB/dec, hodnoty diferenčního zapojení jsou pak o 0,7 dB/dec nižší než 26 dB/dec. Pro řád filtru 1,5 jsou hodnoty nediferenčního zapojení o 0,46 dB/dec vyšší a pro diferenční zapojení zase o 0,5 dB/dec nižší než 30 dB/dec. Pro řád filtru 1,7 jsou pak hodnoty pro nediferenční zapojení o 0,43 dB/dec vyšší a pro diferenční zapojení o 1 dB/dec vyšší než 34 dB/dec.

Tab. 8.3.3: Porovnání strmosti útlumu pro různá α

$\alpha[-]$	0,3	0,5	0,7
$f_0[\text{kHz}]$	100		
Nediferenční [dB/dec]	25,97	30,46	34,43
Diferenční [dB/dec]	25,33	29,49	35,04
Teoretické [dB/dec]	26	30	34

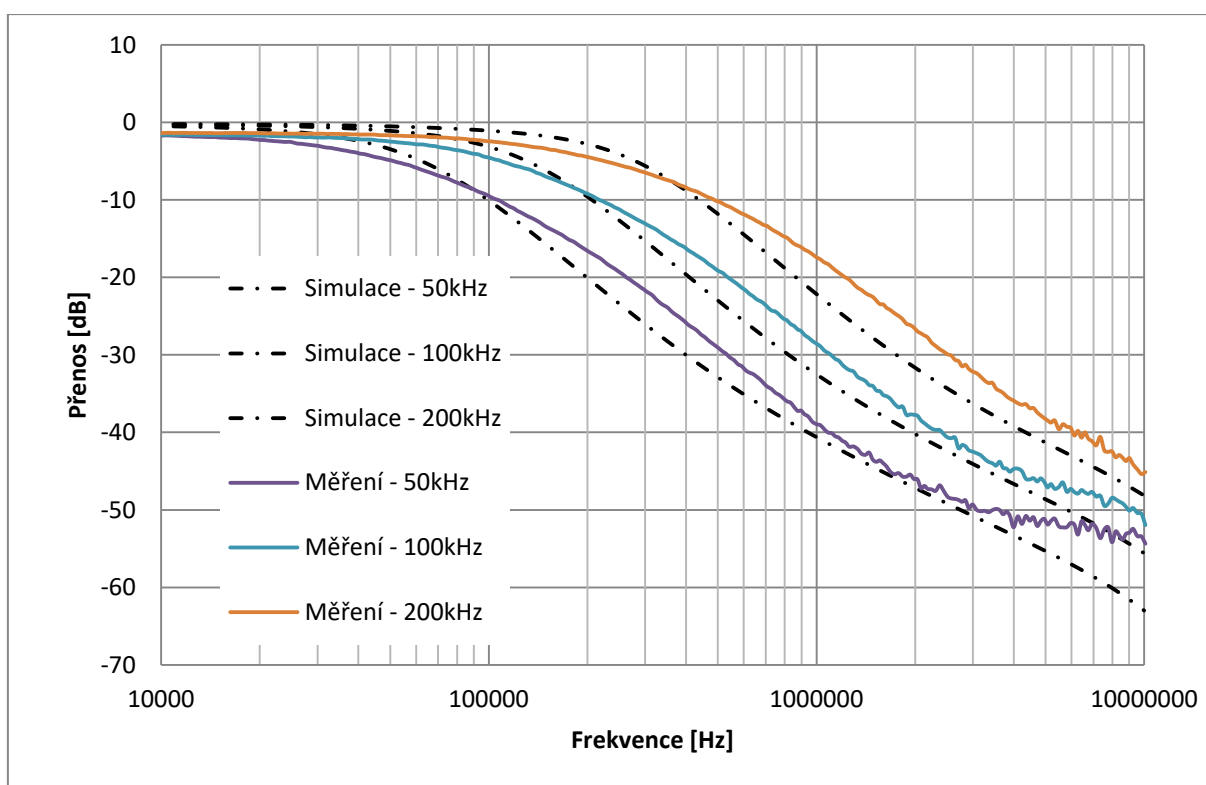


Graf 8.3.4: Porovnání posunu počáteční frekvence dolní propusti neceločíselného filtru

V Grafu 8.3.4 můžeme pozorovat změnu počáteční frekvence f_0 a to na $f_0 = 50 \text{ kHz}$, $f_0 = 100 \text{ kHz}$ a $f_0 = 200 \text{ kHz}$. Změna počáteční frekvence se měří pro řád filtru 1,5. V grafu je porovnáváno prakticky realizované měření nediferenčního zapojení s počítačovou simulací nediferenčního zapojení. Z grafu lze vypočítat jasný posun počáteční frekvence a to na frekvence, které byly předpokládány, přesné hodnoty jsou pak uvedeny v Tab. 8.3.4.

Tab. 8.3.4: Porovnání posunu počáteční frekvence

$\alpha[-]$	0,5		
$f_0[\text{kHz}]$	50	100	200
Simulace [kHz]	52480,75	102329,30	199526,23
Prakt. real. [kHz]	60439,97	107764,65	228756,57
Teoretické [kHz]	50	100	200

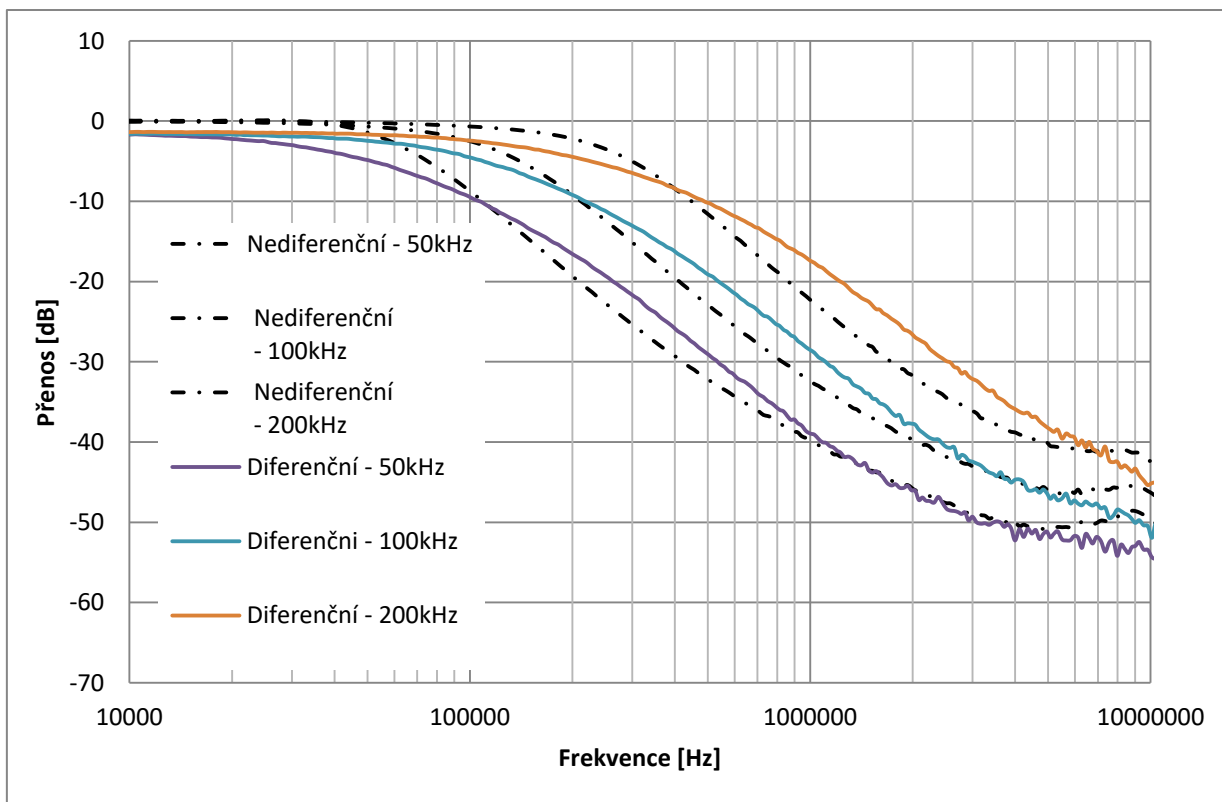


Graf 8.3.5: Porovnání posunu počáteční frekvence dolní propusti neceločíselného filtru

V Grafu 8.3.5 můžeme pozorovat změnu počáteční frekvence f_0 a to na $f_0 = 50 \text{ kHz}$, $f_0 = 100 \text{ kHz}$ a $f_0 = 200 \text{ kHz}$. Změna počáteční frekvence se měří pro řád filtru 1,5. V grafu je porovnáváno prakticky realizované měření diferenčního zapojení s počítačovou simulací diferenčního zapojení. Z Grafu 8.3.5 lze vyčíst posun počáteční frekvence na hodnoty, které byly předpokládány, přesné hodnoty jsou pak uvedeny v Tab. 8.3.5.

Tab. 8.3.5: Porovnání posunu počáteční frekvence

$\alpha[-]$	0,5		
$f_0[\text{kHz}]$	50	100	200
Simulace [kHz]	48977,88	102329,30	213796,21
Prakt. real. [kHz]	49024,52	101989,69	197112,63
Teoretické [kHz]	50	100	200



Graf 8.3.6: Porovnání posunu počáteční frekvence dolní propusti neceločíselného filtru

V Grafu 8.3.6 můžeme pozorovat změnu počáteční frekvence f_0 a to na $f_0 = 50$ kHz, $f_0 = 100$ kHz a $f_0 = 200$ kHz. Změna počáteční frekvence se měří pro řád filtru 1,5. V grafu je porovnáváno diferenční zapojení s nediferenčním zapojením. Z grafu lze vyzorovat jasná změna posunu počáteční frekvence a to na frekvence, které byly předpokládány, přesné hodnoty jsou pak uvedeny v Tab. 8.3.6

Tab. 8.3.6: Porovnání posunu počáteční frekvence

$\alpha[-]$	0,5		
$f_0[\text{kHz}]$	50	100	200
Nediferenční [kHz]	60439,97	107764,65	228756,57
Diferenční [kHz]	49024,52	101989,69	197112,63
Teoretické [kHz]	50	100	200

Závěr

Cílem této práce bylo vytipovat tři neceločíselné nediferenční zapojení a tyto zapojení následně převést do plně diferenční podoby. A vyzkoušet funkčnost takto převedených filtrů a následně srovnat výsledky nediferenčních a diferenčních zapojení.

V této práci byly použity plně diferenční aktivní prvky, jako jsou OTA a ACA a také nediferenční aktivní prvky jako je CF.

Tři převzaté nediferenční neceločíselné filtry z [2][12][13] u kterých byly přepracované hodnoty kondenzátorů, rezistorů a transkonduktací na vlastní hodnoty, byly převedeny do diferenční podoby pomocí metody podélné transformace.

Hodnoty kondenzátorů ve všech zapojeních byly zvoleny z řady E24. Po zvolení hodnot kondenzátoru a dosazení jejich hodnot do rovnic, které byly získány z programu SNAP, byly získány potřebné hodnoty rezistorů a transkonduktací součástek OTA.

V programu OrCad bylo vytvořeno všech šest zapojení pomocí dostupných součástek. Jako aktivní prvky byly použity součástky MOTA, DACA a MOCF, tedy jejich tranzistorová podoba, která velmi dobře kopíruje chování jejich reálných podob.

Z výsledků, které byly vyexportovány z programu OrCad byly vytvořeny grafy. Ve kterých je srovnáno nediferenční a diferenční zapojení. U všech tří zapojení byla nastavena α na hodnoty (0,3; 0,5; 0,8). Všechny tři filtry jsou typu dolní propust, jak lze vidět z Grafů 7.1.1, 7.2.1 a 7.3.1.

Z Grafu 7.1.1 a Tab. 7.1.2 můžeme vypožorovat, že u nediferenčního zapojení jsou lehce nižší hodnoty, než je předpokládaná teoretická hodnota, za to diferenční zapojení se blíží velmi přesně teoretickým hodnotám.

Z Grafu 7.2.1 a Tab. 7.2.2 vyplývá, že jak u nediferenční tak diferenčního zapojení jsou hodnoty lehce vyšší, než jsou předpokládané teoretické hodnoty.

Z Grafu 7.3.1 a Tab. 7.3.2 lze vypožorovat, že jsou hodnoty obou zapojení lehce vyšší, než je teoretický předpoklad, ale také jako u grafu z kapitoly 7.2 diferenční průběh kopíruje nediferenční průběh, jen s lehce vyšším útlumem.

Podle nabytých vědomostí z kapitoly 2.3 by měly diferenční zapojení vykazovat lepší výsledky než nediferenční zapojení. To bylo potvrzeno u zapojení z kapitoly 7.1 a 7.2, kde můžeme v Tab. 7.1.2 a 7.2.2 vidět srovnání poklesu na dekádu diferenčního a nediferenčního zapojení s teoretickými hodnotami. Jak lze vidět ve výše zmíněných tabulkách, tak se diferenční zapojení více blíží teoretickým hodnotám.

To že filtry nedosahují teoretických hodnot, bylo způsobeno tím, že součástky použité k simulacím byly dobrými napodobeninami reálných součástek, tak byly na nich vytvářeny parazitní vlastnosti a také u součástek OTA a ACA byly na jejich kladný a záporný výstup přiváděny rozdílné hodnoty. Další problém způsobující nepřesnost měření je špatné zaokrouhlení vypočítaných hodnot, nebo zaokrouhlení mezivýsledků.

K praktické realizaci neceločíselného diferenčního filtru byl vybrán filtr z [14], blíže popsán v kapitole 8.1. Tento filtr plní funkci dolní propusti. Návrh desky plošných spojů filtru byla navržena v programu EAGLE, celkový návrh je pak popsán v kapitole 8.1 a jeho výsledný

vzhled je vyobrazen v příloze A na Obrázku A.2, A.3, A.4 a A.5. Filtr byl sestrojen v laboratořích VUT, kde také proběhlo jeho experimentální měření.

Proběhly dva typy měření. Při prvním typu měření se měnil řád filtru a to na hodnoty $\alpha = 0,3$, $\alpha = 0,5$ a $\alpha = 0,7$ pro neměnnou počáteční frekvenci $f_0 = 100$ kHz. Změna řádu filtru byla dosažena změnou transkonduktance g_m a zesílení B na vypočítané hodnoty uvedené v Tab. 8.2.1. Při počítačových simulacích se měnila transkonduktance g_m u prvku BOT/MOT pomocí řídicího napětí jehož závislost mezi transkonduktancí a řídicím proudem je popsána v kapitole 5.3. Při praktických měření se změna transkonduktance g_m dosahovala pomocí změny hodnot rezistorů.

Při druhém typu měření pak byl nastaven řád filtru na 1,5, tedy $\alpha = 0,5$ a měnila se počáteční frekvence filtru f_0 a to na hodnoty $f_0 = 50$ kHz, $f_0 = 100$ kHz a $f_0 = 200$ kHz. Změna počáteční frekvence byla dosažena změnou hodnot transkonduktance g_m na hodnoty popsané v Tab. 8.2.1. Při změně posunu počáteční frekvence, zůstávají hodnoty krom transkonduktance nastaveny pro řád filtru 1,5.

V kapitole 8.3 jsou pak naměřené výsledky vloženy do grafu pro získání srovnání výsledků praktické realizace nediferenčního zapojení s počítačovými simulacemi nediferenčního zapojení, praktické realizace diferenčního zapojení s počítačovými simulacemi diferenčního zapojení a praktické realizace nediferenčního zapojení s praktickou realizací diferenčním zapojením.

Při porovnání nediferenčního zapojení s počítačovými simulacemi v Grafu 8.3.1 nenastávají mezi oběma průběhy velké odchylky. Oba průběhy ukazují, že filtr má vlastnosti neceločíselného filtru. Z Tab. 8.3.1 pak lze zjistit, že výsledné hodnoty pro obě měření jsou velmi blízké hodnotám teoretickým, kdy nastává maximální odchylka od teoretických hodnot o 0,5 dB/dec.

Při porovnání diferenčního zapojení s počítačovými simulacemi v Grafu 8.3.2 již nastávají zřejmé odchylky v obou průbězích grafu. Největší odchylka pak nastává při přechodu mezi propustným a nepropustným pásmem filtru a to zejména v nižší strmosti průběhu diferenčního zapojení oproti strmosti průběhu počítačové simulace. Z průběhů grafu lze vyzorovat, že oba průběhy mají vlastnosti neceločíselného filtru. Z Tab. 8.3.2 lze zjistit, že výsledné hodnoty obou měření jsou srovnatelné s teoretickými hodnotami. Hodnoty počítačových simulací jsou přesnější než hodnoty praktického měření. Největší odchylka od teoretických hodnot pak nastává pro řád 1,7 u praktického měření a to o 1 dB/dec vyšší než je teoretická hodnota.

Při porovnání diferenčního a nediferenčního zapojení v Grafu 8.3.3 pak získáme podobný graf a výsledky jako v předchozím odstavci. Změna nastává jen v tom, že strmosti průběhu po přechodu z propustného pásma do nepropustného jsou si blíží než v případě průběhu počítačové simulace diferenčního zapojení. Z Tab. 8.3.3 lze zjistit, že výsledné hodnoty obou měření jsou srovnatelné s teoretickými hodnotami. Hodnoty pro nediferenční zapojení jsou přesnější teoretickým hodnotám než hodnoty diferenčního zapojení. Nejvyšší odchylka od teoretických hodnot opět vzniká pro diferenční zapojení u řádu filtru 1,7.

V předchozím odstavci bylo popsáno srovnání výsledků nediferenčního a diferenčního zapojení. Podle teoretických předpokladů by měly být výsledky diferenčního zapojení lepší a blížit se více teoretickým hodnotám. V našem případě tomu bylo naopak. Zejména díky tomu, že diferenční zapojení nemá tak strmý a plynulý přechod z propustného pásma do

nepropustného jako diferenční zapojení. To může být způsobeno zejména větší složitostí diferenční podoby filtru. Jak již bylo popsáno v kapitole 8.1, diferenční zapojení muselo být rozšířeno o kladné a záporné výstupy u prvků FD-CF a MOTA, tím tak v zapojení přibývají aktivní prvky, to znamená více parazitních vlastností a rušení.

Při porovnávání výsledků posunu počáteční frekvence se výsledky velice přibližují těm teoretickým, největší rozdíl nastává u praktické realizace nediferenčního zapojení, to můžeme vidět z Tab. 8.3.6, že výsledky diferenčního zapojení se velice přibližují hodnotám teoretickým. Naopak u nediferenčního zapojení jsou odchylky od teoretických hodnot mnohem větší. Pro $f_0 = 50$ kHz je odchylka 10 kHz, ještě větší odchylka pak vzniká pro $f_0 = 200$ kHz, kdy je odchylka od teoretické hodnoty o necelých 29 kHz. Tohle pak odpovídá teoretickým předpokladům.

Závěrem se dá říct, že byl navržen a prakticky sestrojen neceločíselný diferenční filtr, u kterého byly experimentálním měřením potvrzeny jeho neceločíselné vlastnosti.

Literatura

- [1] HÁJEK, Karel. *Kmitočtové filtry*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 535 s. ISBN 80-730-0023-7
- [2] LEFLER, F. *Filtreační struktury neceločíselného řádu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 92 s. Vedoucí semestrální práce Ing. Jan Dvořák.
- [3] ZAPLETAL, M. *Plně diferenční kmitočtové filtry s říditelným aktivním prvky*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 59 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Lukáš Langhammer.
- [4] JEŘÁBEK, Jan. *Kmitočtové filtry s proudovými aktivními prvky: Frequency filters with current active elements* : zkrácená verze Ph.D. Thesis. [V Brně: Vysoké učení technické], c2011, 32 s. ISBN 978-80-214-4337-2.
- [5] KUBÍK, M. *Diferenční kmitočtové filtry s moderními aktivními prvky*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 74 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jan Jeřábek.
- [6] ŠTORK, Petr *Návrh plně diferenčních kmitočtových filtrů s proudovými aktivními prvky za pomoci metody grafu signálových toků*: diplomová práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2014. 91 s. Vedoucí práce byl Ing. Lukáš Langhammer
- [7] DVOŘÁK, Jan *Plně diferenční kmitočtové filtry s netradičními aktivními prvky*: bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2012. 110 s. Vedoucí práce byl Ing. Jan Jeřábek, Ph.D.
- [8] MICHAL, Vratislav. *Vybrané vlastnosti obvodů pracujících v proudovém módu a napětovém módu*. [online]. [cit. 2016-12-11]. Dostupné z: <http://www.postreh.com/vmichal/articles/current%20and%20voltagea%20feedback%20amplifiers.pdf>
- [9] MAUDY, B., A.S. ELWAKIL a T.J. FREEBORN. *Field programmable analogue array implementation of fractional step filters*. Department of Electrical and Computer Engineering, University of Calgary, Calgary, Alberta, Canada, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Sharjah, P.O.Box 27272, Emirates, 2011.
- [10] PSYCHALINOS, Costas. *Design of Fractional-Order Filters Using CFOAs* [online]. Patras, 2014, 2014 [cit. 2016-12-11]. Dostupné z: http://www.pacet.gr/Papers/PACET_2015_submission_1.pdf
- [11] MAUNDY, B, ELWAKIL, A, FREEBORN, T. *On the practical realization of higher-order filters with fractional stepping*. SignalProcessing 2011; 91(3):484–491.
- [12] UHER, J. *Návrh filtračních struktur fraktálního řádu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 78 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Lukáš Langhammer.
- [13] JERABEK, Jan, Roman SOTNER, David KUBANEK, Jan DVORAK, Lukas LANGHAMMER, Norbert HERENC SAR a Kamil VRBA. *Fractional-order low-pass filter with electronically adjustable parameters*. In: 2016 39th International Conference on Telecommunications and

Signal Processing (TSP) [online]. IEEE, 2016, s. 569-574 [cit. 2016-12-11]. DOI: 10.1109/TSP.2016.7760945. ISBN 978-1-5090-1288-6. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7760945/>

[14] LANGHAMMER, L. Plně diferenční kmitočtové filtry s moderními aktivními prvky. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 157 s. Vedoucí dizertační práce Ing. Jan Jeřábek, Ph.D.

Seznam použitých zkratk a veličin

α	Koeficient určující neceločíselný řád filtru
B	Zesílení prvku ACA
C	Elektrická kapacita
DPS	Desky plošných spojů
EAGLE	Program pro návrh desky plošných spojů
f	Kmitočet
f_0	Charakteristický kmitočet
I	Elektrický proud
I_{vst}	Vstupní proud
I_{vyst}	Výstupní proud
K	Přenos
K_I	Přenos proudu
R	Elektrický odpor
g_m	Transkonduktance
G	Vodivost
R	Rezistor
C	Kondenzátor
Y_{1+}, Y_{2-}, Y_{3+}	Napěťové vstupy konvejeoru UCC
$X, Z_{1+}, Z_{2-}, Z_{3+}, Z_{4-}$	Proudový vstup nebo výstup konvejeoru UCC
i	Proud aktivního prvku
i_{set}	Řídící proud
φ	Fáze
DP	Dolní propust
PP	Pásmová propust
HP	Horní propust
UCC	Univerzální proudový konveyor (Universal Current Conveyor)

DACA	Digitálně říditelný proudový zesilovač (Digitally Adjustable Current Amplifier)
OTA	Operační transkonduktanční zesilovač (Operational Transconductance Amplifier)
BOTA	Dvouvýstupový operační transkonduktanční zesilovač (Balanced Operational Transconductance Amplifier)
MOTA	Vícevýstupová OTA (Multi-output Operational Transconductance Amplifier)
CF	Proudový sledovač (Current Follower)
DO-CF	Proudový sledovač se dvěma výstupy (Dual Output-Current Follower)
MO-CF	Proudový sledovač s více výstupy (Multi Output-Current Follower)
FD-CF	Diferenční proudový sledovač (Fully Differential-Current Follower)
CE	Charakteristické rovnice
M-C	Masonovy-Coatesovy grafy signálových toků
OrCAD	Program pro analýzu elektronických obvodů
SNAP	Program pro symbolickou analýzu obvodů

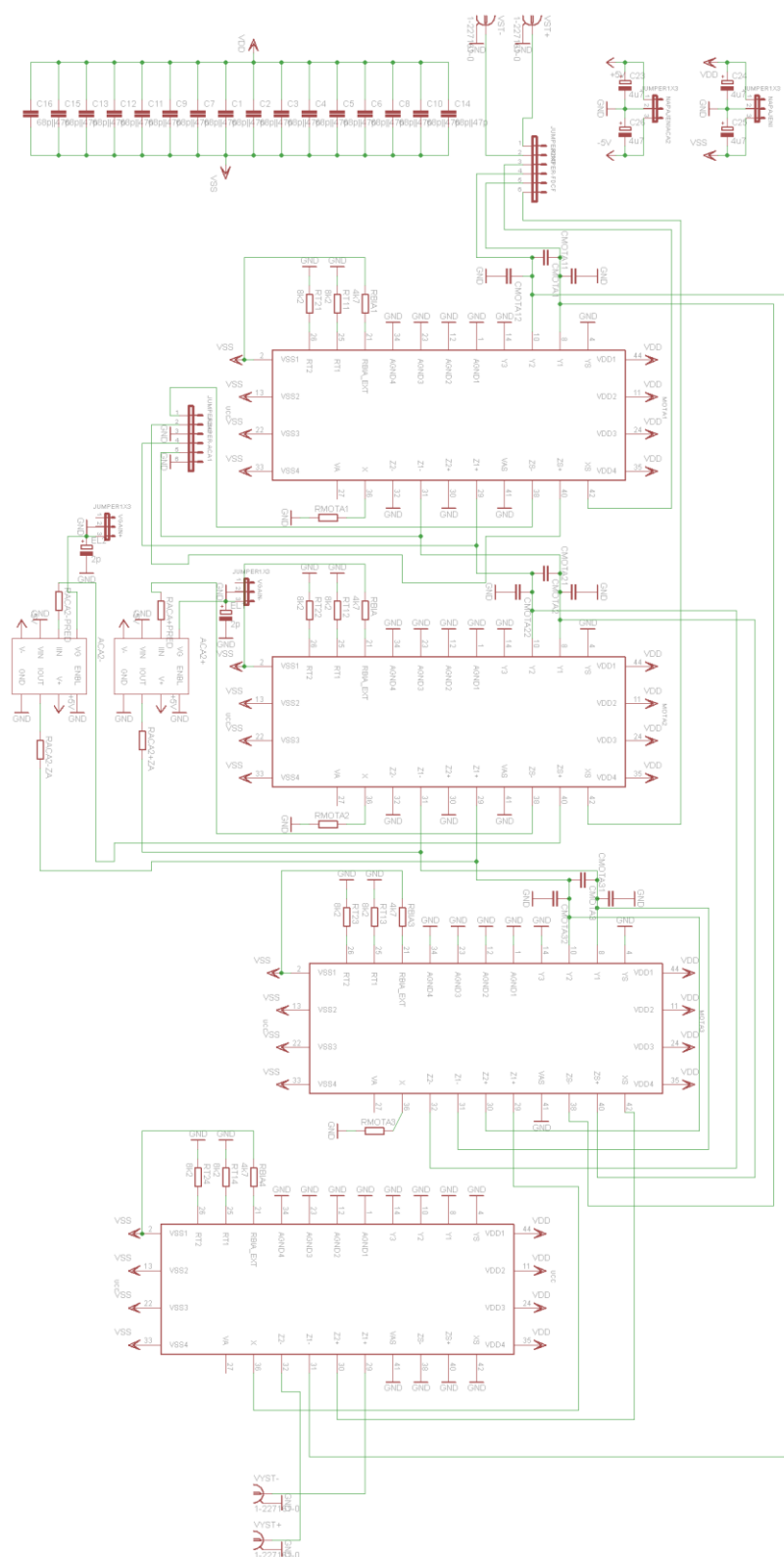
Seznam příloh

Příloha A: Schéma navržených filtrů a výsledné návrhy desek plošných spojů

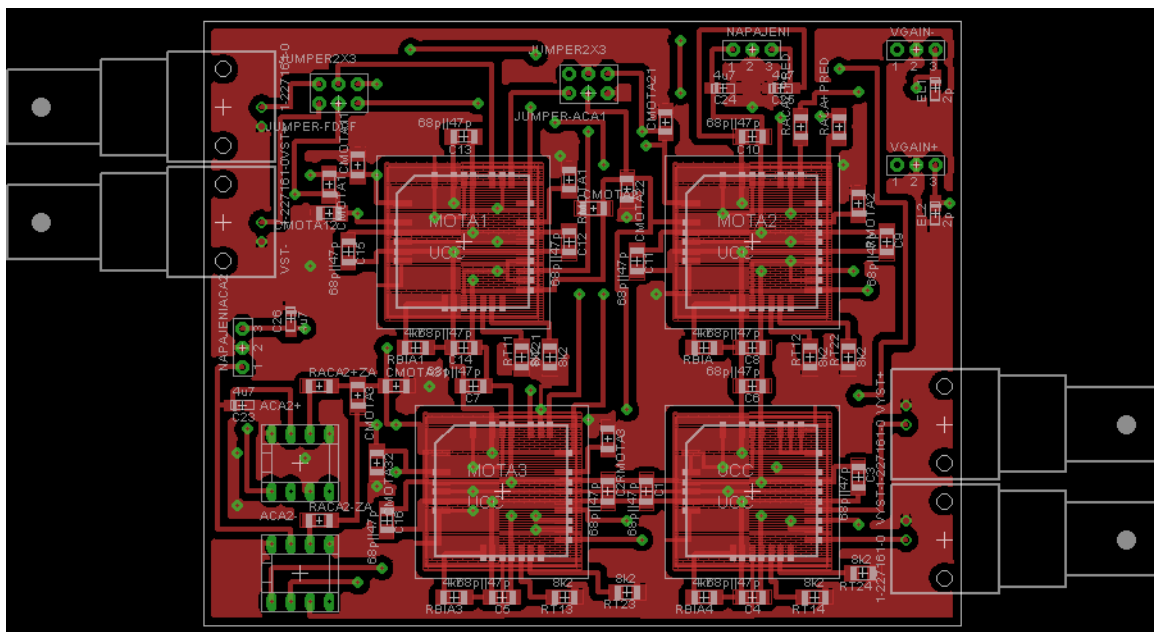
Příloha B: Seznam použitých součástek

Příloha C: Soubory na CD

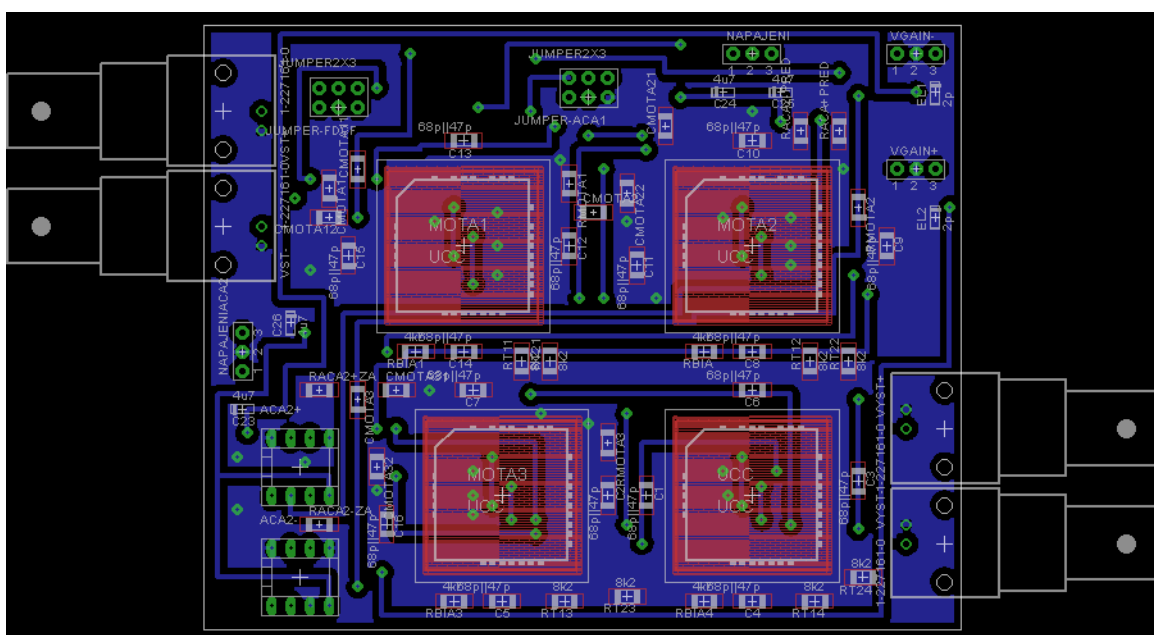
Příloha A



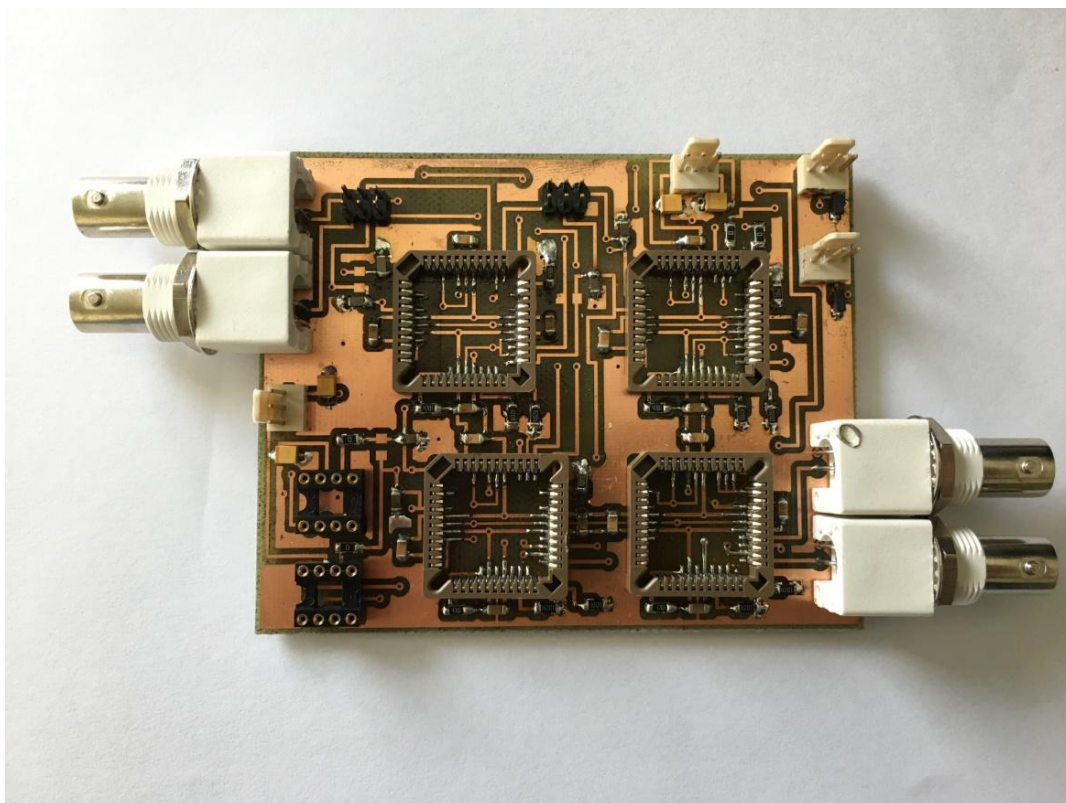
Obrázek A.1: Schematický návrh diferenčního filtru z kapitoly 8.1.1



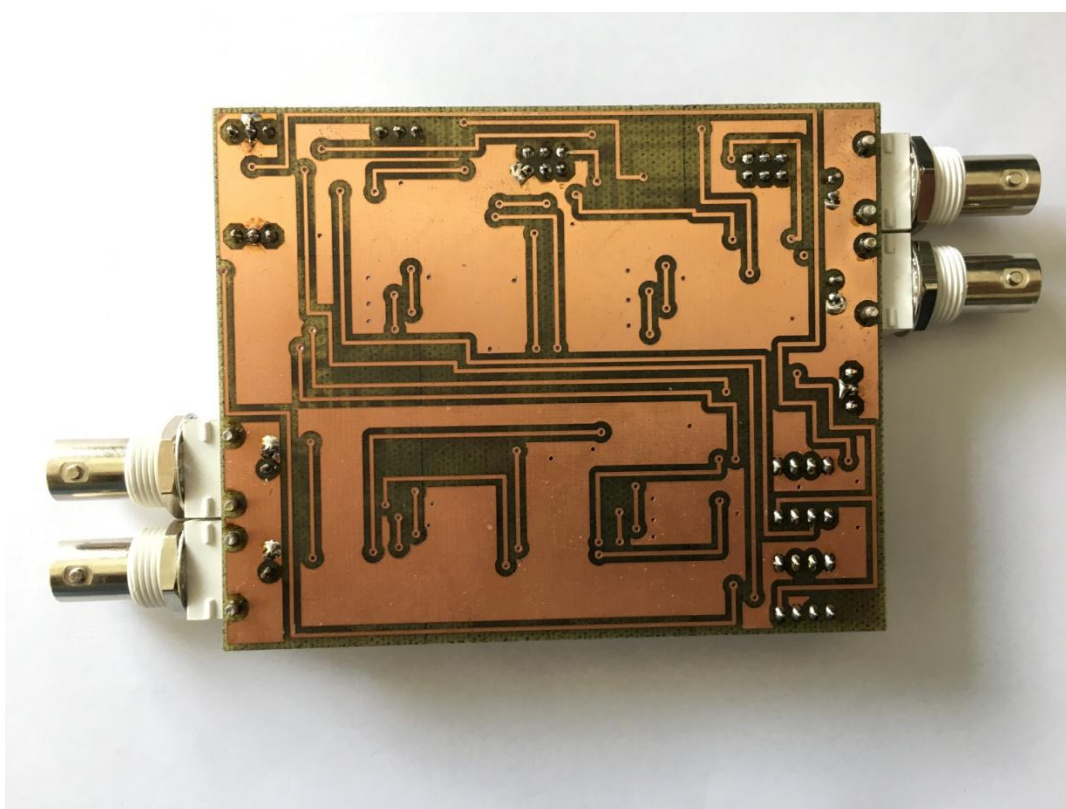
Obrázek A.2: Finální návrh desky plošných spojů diferenčního filtru z kapitoly 8.1.1 TOP



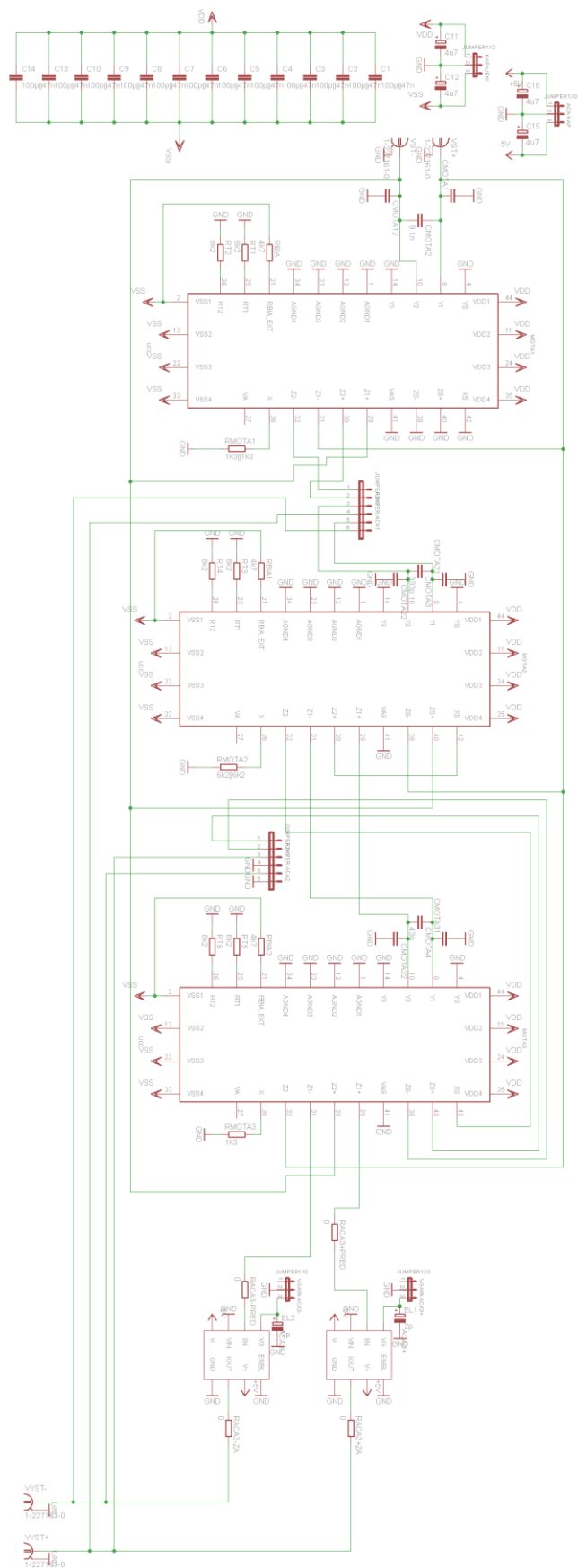
Obrázek A.3: Finální návrh desky plošných spojů diferenčního filtru z kapitoly 8.1.1 BOTTOM



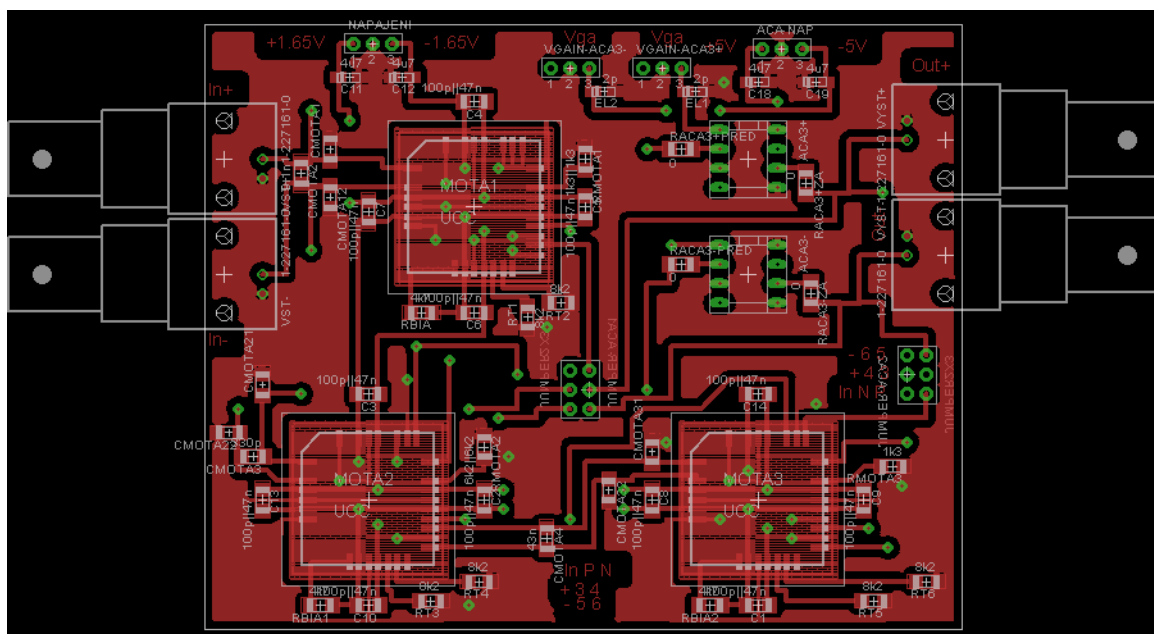
Obrázek A.4: Finální podoba desky plošných spojů diferenčního filtru z kapitoly 8.1.1 TOP



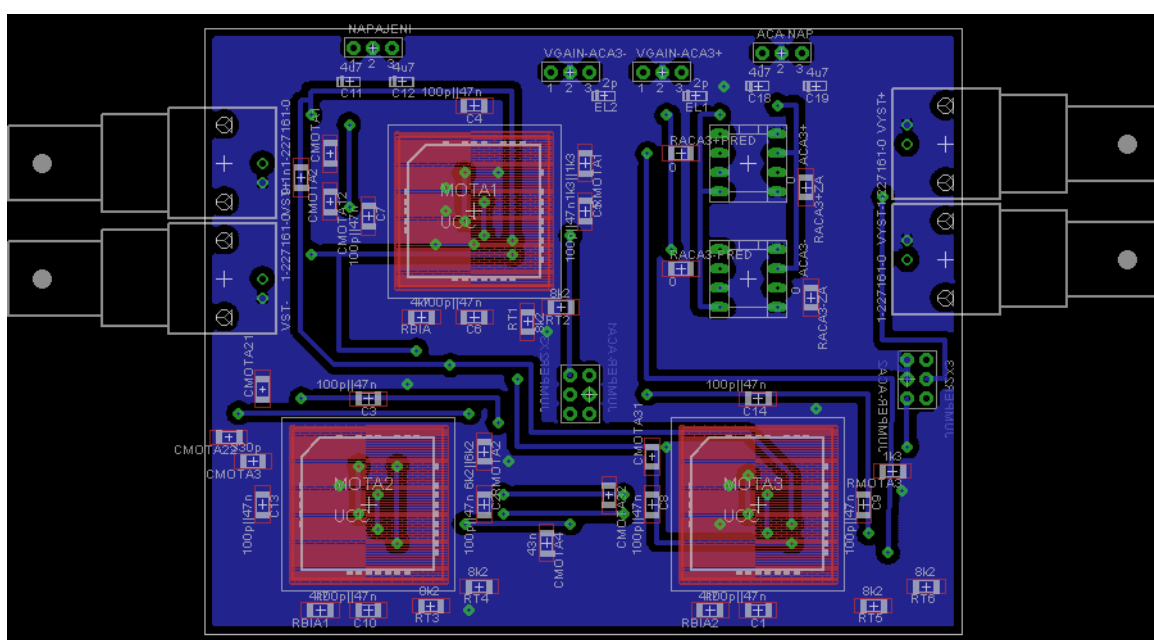
Obrázek A.5: Finální podoba desky plošných spojů diferenčního filtru z kapitoly 8.1.1 BOTTOM



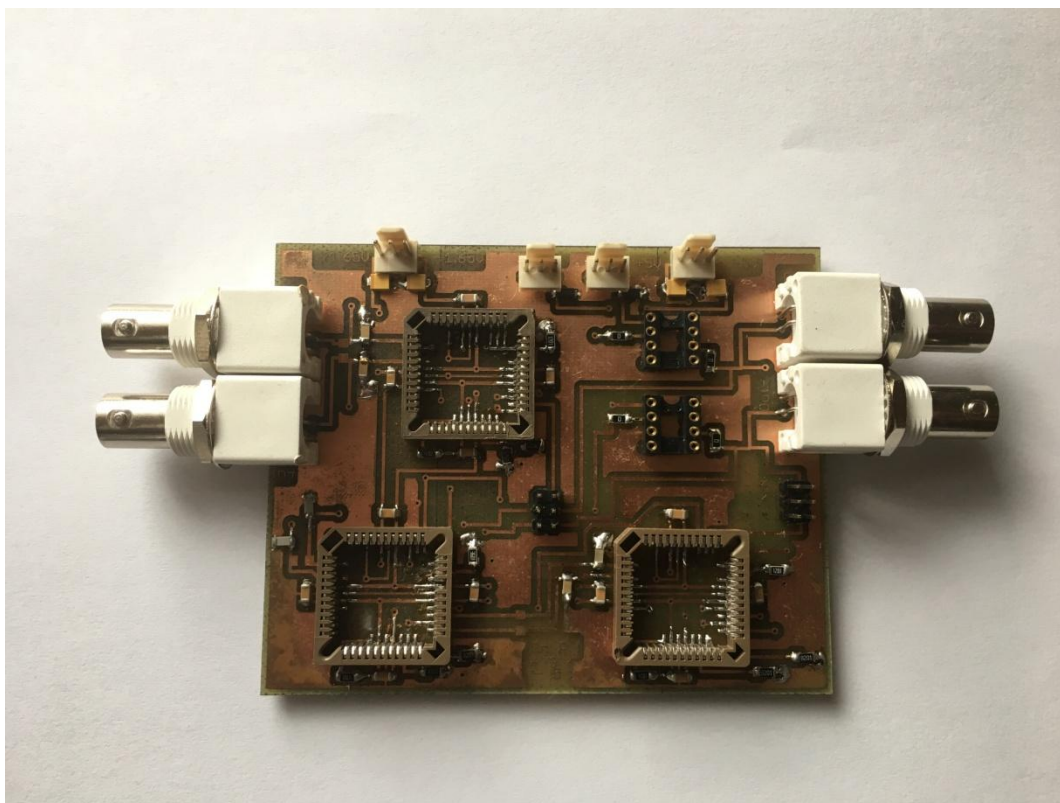
Obrázek A.6: Schematický návrh diferenčního filtru z kapitoly 8.1.2



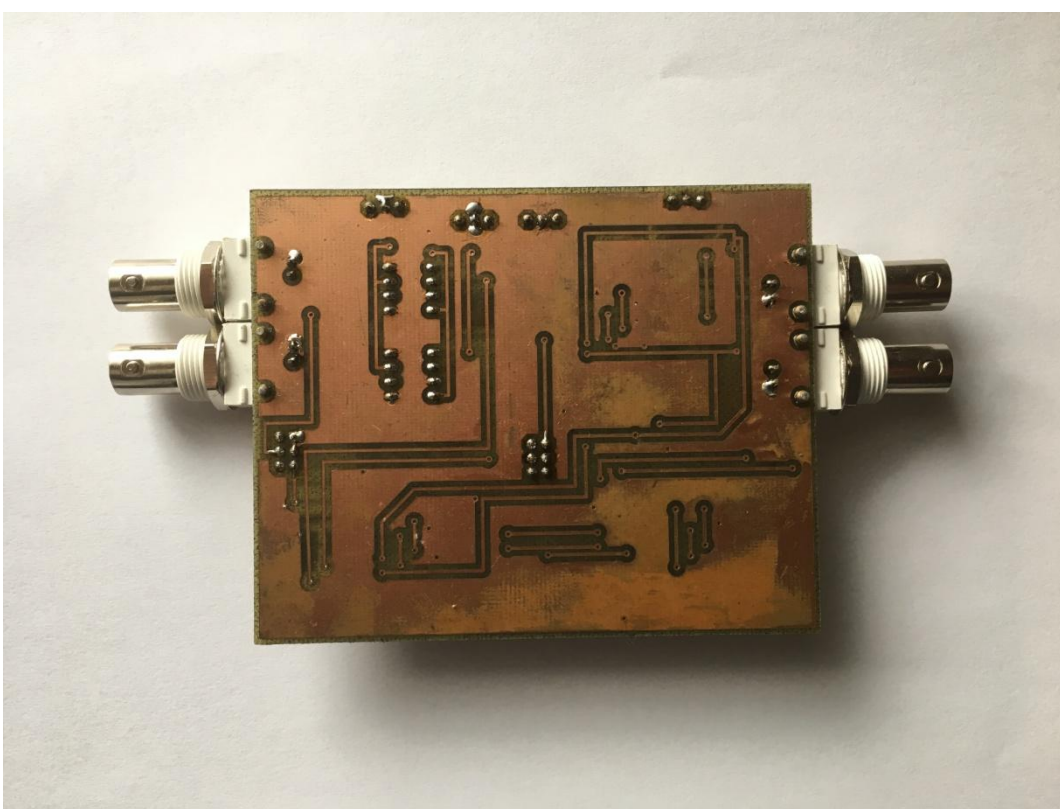
Obrázek A.7: Finální návrh desky plošných spojů diferenčního filtru z kapitoly 8.1.2 TOP



Obrázek A.8: Finální návrh desky plošných spojů diferenčního filtru z kapitoly 8.1.2 BOTTOM



Obrázek A.9: Finální podoba desky plošných spojů diferenčního filtru z kapitoly 8.1.2 TOP



Obrázek A.10: Finální podoba desky plošných spojů diferenčního filtru z kapitoly 8.1.2 BOTTOM

Příloha B

Part	Value	Device	Package	Library
ACA2+		EL2082	DIP8	Koton
ACA2-		EL2082	DIP8	Koton
C1	100p 47n	C-EUC1206	C1206	resistor
C2	100p 47n	C-EUC1206	C1206	resistor
C3	100p 47n	C-EUC1206	C1206	resistor
C4	100p 47n	C-EUC1206	C1206	resistor
C5	100p 47n	C-EUC1206	C1206	resistor
C6	100p 47n	C-EUC1206	C1206	resistor
C7	100p 47n	C-EUC1206	C1206	resistor
C8	100p 47n	C-EUC1206	C1206	resistor
C9	100p 47n	C-EUC1206	C1206	resistor
C10	100p 47n	C-EUC1206	C1206	resistor
C11	100p 47n	C-EUC1206	C1206	resistor
C12	100p 47n	C-EUC1206	C1206	resistor
C13	100p 47n	C-EUC1206	C1206	resistor
C14	100p 47n	C-EUC1206	C1206	resistor
C15	100p 47n	C-EUC1206	C1206	resistor
C16	100p 47n	C-EUC1206	C1206	resistor
C23	4u7	CPOL-EUA/3216-18R	A/3216-18R	resistor
C24	4u7	CPOL-EUA/3216-18R	A/3216-18R	resistor
C25	4u7	CPOL-EUA/3216-18R	A/3216-18R	resistor
C26	4u7	CPOL-EUA/3216-18R	A/3216-18R	resistor
CMOTA1		C-EUC1206	C1206	resistor
CMOTA2		C-EUC1206	C1206	resistor
CMOTA3		C-EUC1206	C1206	resistor
CMOTA11	820pF	C-EUC1206	C1206	resistor
CMOTA12	820pF	C-EUC1206	C1206	resistor
CMOTA21	560pF	C-EUC1206	C1206	resistor
CMOTA22	560pF	C-EUC1206	C1206	resistor
CMOTA31	560pF	C-EUC1206	C1206	resistor
CMOTA32	560pF	C-EUC1206	C1206	resistor

EL1	2p	CPOL-EUA/3216-18R	A/3216-18R	resistor
EL2	2p	CPOL-EUA/3216-18R	A/3216-18R	resistor
JUMPER-ACA1	JUMPER2X3	JUMPER2X3	JUMPER2X3	coak
JUMPER-FDCF	JUMPER2X3	JUMPER2X3	JUMPER2X3	coak
MOTA1	UCC	UCC	PLCC44S	smd-ipc_1
MOTA2	UCC	UCC	PLCC44S	smd-ipc_1
MOTA3	UCC	UCC	PLCC44S	smd-ipc_1
NAPAJENI	JUMPER1X3	JUMPER1X3	JUMPER1X3OPR	coak
NAPAJENIACA2	JUMPER1X3	JUMPER1X3	JUMPER1X3OPR	coak
RACA+PRED	0	R-EU_R1206	R1206	resistor
RACA2+ZA	0	R-EU_R1206	R1206	resistor
RACA2-PRED	0	R-EU_R1206	R1206	resistor
RACA2-ZA	0	R-EU_R1206	R1206	resistor
RBIA	4k7	R-EU_R1206	R1206	resistor
RBIA1	4k7	R-EU_R1206	R1206	resistor
RBIA3	4k7	R-EU_R1206	R1206	resistor
RBIA4	4k7	R-EU_R1206	R1206	resistor
RMOTA1	6k8 6k8	R-EU_R1206	R1206	resistor
RMOTA2	2k7 2k7	R-EU_R1206	R1206	resistor
RMOTA3	1k1 1k1	R-EU_R1206	R1206	resistor
RT11	8k2	R-EU_R1206	R1206	resistor
RT12	8k2	R-EU_R1206	R1206	resistor
RT13	8k2	R-EU_R1206	R1206	resistor
RT14	8k2	R-EU_R1206	R1206	resistor
RT21	8k2	R-EU_R1206	R1206	resistor
RT22	8k2	R-EU_R1206	R1206	resistor
RT23	8k2	R-EU_R1206	R1206	resistor
RT24	8k2	R-EU_R1206	R1206	resistor
UCC	UCC	UCC	PLCC44S	smd-ipc_1
VGAIN+	JUMPER1X3	JUMPER1X3	JUMPER1X3OPR	coak
VGAIN-	JUMPER1X3	JUMPER1X3	JUMPER1X3OPR	coak
VST+	1-227161-0	1-227161-0	AMP_227161	con-coax
VST-	1-227161-0	1-227161-0	AMP_227161	con-coax
VYST+	1-227161-0	1-227161-0	AMP_227161	con-coax

VYST-	1-227161-0	1-227161-0	AMP_227161	con-coax
-------	------------	------------	------------	----------